

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
Numéro d'inscription : D.ELM/3C/04/17

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de
Doctorat Troisième Cycle

Spécialité : Electromécanique
Option : Electromécanique

Thème

Développement des systèmes d'identification et de localisation des défauts des systèmes d'entrainements électriques en utilisant différentes techniques d'intelligences artificielles et traitement de signal

Présenté Par:

CHOUIDIRA Ibrahim

Soutenu le: 10/04/2021

Devant le jury composé de :

<u>Nom et Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
ZEGHLACHE Samir	Professeur	Univ. de M'Sila	Président
KHODJA Djalal-Eddine	Professeur	Univ. de M'Sila	Encadreur
KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Univ. de Sétif	Examineur
BENYETTOU Loutfi	Maître de conférences A	Univ. de M'Sila	Examineur
MEKKI Hemza	Maître de conférences A	Univ. de M'Sila	Examineur
SAOUDI Kamel	Maître de conférences A	Univ. de Bouira	Examineur
CHAKROUNE Salim	Professeur	Univ. de M'Sila	Invité

Année universitaire : 2020 /2021

Remerciements

Je rends mes profonds remerciements à Dieu le tout puissant qui m'a aidé à réaliser ce modeste travail

Un grand remerciement à mon enseignant Pr: Djalal Eddine KHOJA de m'avoir encadré et en particulier son soutien, ses conseils et sa patience. Son expérience et sa connaissance ont contribué à ma formation scientifique.

Je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

J'exprime toutes mes gratitudes à mes parents, mes frères, mes sœurs qui m'ont apporté soutien et encouragements tout au long de mes études. Je leur réserve une pensée toute particulière.

Enfin, Je remercie mes enseignants de département génie électrique université de M'sila.

Table des matières

Remerciements	
Table des matières	
Notations et symboles	
Liste des tableaux	
Liste des figures	
Introduction générale	01
Chapitre I Etat de l'art de diagnostic des défauts de la machine asynchrone	
I.1 Introduction.....	04
I.2 Eléments constitutions la machine asynchrone	04
I.2.1 Le stator	05
I.2.2 Le rotor	06
I.2.3 Le palier	07
I.2.4 Organes mécaniques	07
I.3 Différents types de défaut de la machine asynchrone	07
I.3.1 Défauts dans la machine asynchrone	07
I.3.2 Défauts électriques	09
I.3.2.1 Défauts de rotor.....	09
I.3.2.1.1 Cassure des barres.....	09
I.3.2.1.2 Ruptures d'anneaux.....	11
I.3.2.2 Défauts de stator.....	11
I.3.2.2.1 Défauts de court-circuit.....	11
I.3.3 Défauts mécaniques.....	12
I.3.3.1 Défauts d'excentricité.....	12
I.3.3.2 Défauts roulement.....	13
I.4 Défaillances dans un convertisseur de puissance.....	14
I.5 Définition et objectif du diagnostic	15
I.6 Les étapes du diagnostic.....	15
I.7 Méthodes de diagnostic des défauts de la machine asynchrone.....	16
I.7.1 Méthodes sans modèle	16
I.7.1.1 Méthodes basées sur le traitement de signal.....	16
I.7.1.2 Transformée de Fourier rapide (FFT).....	17
I.7.1.3 Transformée en Ondelettes (TO).....	18
I.7.1.4 Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques.....	18
I.7.1.5 Diagnostic par analyse du couple électromagnétique.....	18
I.7.1.6 Diagnostic par analyse de la puissance instantanée.....	19
I.7.1.7 Diagnostic par analyse des courants statoriques.....	19
I.7.1.8 Diagnostic par analyse des défauts à partir du vecteur de Park.....	19
I.7.2 Méthodes avec modèle	20
I.7.2.1 Diagnostic à base des observateurs.....	20
I.7.2.2 Diagnostic par l'espace de parité.....	20
I.7.2.3 Redondance analytique ou méthodes basées sur un modèle.....	21
I.7.2.4 Diagnostic par estimation paramétrique.....	21
I.8 Position du problème à résoudre	21
I.9 Conclusion.....	22

Chapitre II	Modélisation et simulation de l'ensemble convertisseur-machine en présence des défauts	
II.1	Introduction.....	23
II.2	Modélisation de l'ensemble convertisseur-machine	23
II.3	Modèle multi enroulement de la machine asynchrone	24
II.3.1	Calcul des inductances	24
II.3.1.1	Inductance statorique.....	24
II.3.1.2	Inductance rotorique.....	25
II.3.1.3	Mutuelle inductance entre stator et rotor.....	26
II.4	Mise en équations	27
II.4.1	Equations statoriques	27
II.4.2	Equations rotoriques	28
II.4.3	Equation d'état de la machine.....	29
II.4.4	Equation du couple électromagnétique.....	33
II.5	Modèle équivalent de taille réduit de la machine asynchrone.....	34
II.6	Résultats de simulation	36
II.6.1	Résultat de simulation pour une machine saine.....	36
II.6.2	Résultats de simulation de la machine en présence des défauts rotoriques.....	38
II.6.2.1	Défaut cassure d'une barre.....	38
II.6.2.2	Défaut cassure de deux barres adjacentes.....	39
II.6.2.3	Défaut cassure de trois barres adjacentes.....	40
II.6.2.4	Défaut cassure de quatre barres adjacentes.....	41
II.7	Modélisation de la machine asynchrone en mode sain (modèle triphasé).....	43
II.7.1	Hypothèse simplificatrices	43
II.7.2	Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone.....	44
II.7.3	Définitions de la matrice de transformation.....	45
II.7.4	Transformation des équations du modèle triphasées.....	46
II.7.5	Equations électromagnétique et mécaniques.....	48
II.8	Modélisation de la machine en présence des défauts.....	48
II.8.1	Mise en équation d'état du modèle triphasé	52
II.9	Résultats de simulations.....	52
II.9.1	Résultat de simulation d'une machine saine.....	53
II.9.2	Résultat de simulation d'un défaut statorique de court-circuit entre 80 spires (50%).....	53
II.9.3	Résultat de simulation d'un défaut statorique de court-circuit entre 32 spires (20%).....	54
II.10	Modélisation de l'onduleur de tension	56
II.10.1	Structure générale.....	56
II.11	Commande de l'onduleur par modulation MLI sinus-triangle.....	58
II.12	Simulation de l'ensemble convertisseur-machine.....	59
II.12.1	Machine saine alimentée par un onduleur à MLI.....	59
II.12.2	Machine avec défaut rotorique et statorique alimentée par un onduleur à MLI.....	61
II.13	Conclusion.....	64
Chapitre III	Diagnostic des défauts par traitement du signal et d'intelligence artificielle	
III.1	Introduction.....	65
III.2	Analyse de courant statorique par la technique FFT avec machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	65

III.3 Analyse de courant statorique par la technique FFT avec machine alimentée par l'onduleur à MLI.....	68
III.4 Application des techniques des ondelettes continues et discrètes pour la détection des défauts.....	71
III.4.1 Transformation en ondelettes continue (TOC).....	71
III.4.2 Calcul des coefficients $C_{a, b}$	72
III.4.3 Diagnostic du défaut par la technique de l'ondelette continue (TOC) avec machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	72
III.4.4 Diagnostic du défaut par la technique d'ondelette continue (TOC) avec machine alimentée par l'onduleur à MLI.....	76
III.5 Transformée en ondelettes discrète (TOD).....	79
III.5.1 Décomposition du signal en plusieurs niveaux (multi niveaux).....	80
III.5.2 Calculer du nombre de niveaux pour décomposition de signal.....	81
III.5.3 Diagnostic du défaut par la décomposition de courant statorique en plusieurs niveaux avec machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	82
III.5.4 Diagnostic du défaut par la décomposition de courant statorique en plusieurs niveaux avec machine alimentée par l'onduleur à MLI.....	84
III.6 Diagnostic du défaut par le vecteur de Park avec machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	87
III.7 Diagnostic du défaut par le vecteur de Park avec machine alimentée par l'onduleur à MLI.....	89
III.8 Détection des défauts par l'espace de parité.....	90
III.9 génération des résidus.....	90
III.9.1 Calcul du nombre de RRA.....	91
III.10 Application de l'espace de parité au modèle multi-enroulement.....	92
III.11 Résultats de simulation.....	95
III.12 Diagnostic des défauts par l'intelligence artificielle.....	96
III.13 Diagnostic des défauts par logique floue.....	97
III.13.1 Les fonctions d'appartenances.....	98
III.13.2 Le système d'inférence flou (décision).....	99
III.13.3 Détection et localisation des défauts par la logique floue.....	100
III.14 Réseaux de neurone.....	107
III.15 Application des réseaux de neurones.....	107
III.16 Calcul de la valeur efficace.....	107
III.17 Description de constitutions du réseau de neurone.....	108
III.17.1 Acquisition des données (base d'apprentissage).....	108
III.17.2 Construction du bloc RNA.....	109
III.17.3 Test des réseaux.....	110
III.18 Conclusion.....	114

Chapitre IV Analyse et diagnostic des défauts dans l'ensemble convertisseur-machine simultanément

IV.1 Introduction.....	115
IV.2 Etude de défauts de type circuit-ouvert de l'onduleur.....	115
IV.2.1 Algorithme de commutation en cas de défaut T_{r1}	115
IV.2.2 Algorithme de commutation en cas de défaut T_{r4}	115
IV.2.3 Algorithme de commutation en cas de défaut T_{r2}	116
IV.3 Résultats de simulation.....	116
IV.3.1 Cas de cassure de quatre barres adjacentes avec un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} simultanément.....	117

IV.3.2 Cas de court-circuit entre 80 spires avec un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} simultanément	119
IV.4 Détection des défauts dans l'ensemble convertisseur-machine.....	120
IV.4.1 Analyse spectrale du courant statorique.....	121
IV.4.2 Analyse de courant en ondelettes continue et discrète.....	122
IV.4.3 Analyse du défaut par le contour de Park.....	125
IV.4.3.1 Cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase "a"	125
IV.4.3.2 Cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase "b"	125
IV.4.3.3 Cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase "c"	125
IV.5 Cas d'un défaut cassure de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires avec d'ouverture des six interrupteurs T_{ri} (T_{r1} , T_{r2} , T_{r3} , T_{r4} , T_{r5} , T_{r6}) simultanément	126
IV.6 Conclusion.....	129
Conclusion générale.....	130
Liste des publications et communications.....	133
Bibliographie.....	134
Annexe A.....	144
Annexe B.....	145
Annexe C.....	158

Notations et symboles

f	Fréquence d'alimentation [Hz]
B_s	Induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
C_e	Couple électromagnétique [N.m]
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et en quadrature, respectivement
e	Entrefer [m]
f_{cc}	Fréquence de court-circuit [Hz]
f_r	Fréquence des courants rotoriques [Hz]
J	Moment d'inertie [Kg m ²]
L_p	Inductance d'une barre rotorique [H]
L_e	Inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
L_{rc}	Inductance cyclique rotorique [H]
L_{sc}	Inductance cyclique statorique [H]
L_{sf}	Inductance de fuite statorique [H]
L_{sp}	Inductance propre statorique [H]
l	Longueur active du circuit magnétique [m]
M_{sr}	Mutuelle cyclique entre le stator- rotor [H]
M_s	Mutuelle entre phase statorique [H]
N_s	Nombre de spires statoriques par phase
N_r	Nombre de barres rotoriques
P	Puissance [W]
p	Nombre de paires de pôles
R_{bk}	Résistance de la barre k [Ω]
R_{bfk}	Résistance de la barre défaillante k [Ω]
R_b	Résistance d'une barre rotorique à l'état sain [Ω]
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique par phase [Ω]
R_e	Résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]
s	Glissement
k	Coefficient de frottement
i_e	Courant dans l'anneau de court-circuit [A]
i_{bk}	Courant dans la barre [A]
i_{rk}	Courant dans la boucle [A], $k=1, \dots, N_r$
i_{ek}	Courant dans une portion d'anneau [A]
i_{ds}, i_{qs}	Composantes biphasées du courant statorique direct et en quadrature [A]
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants des phases statoriques [A]

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courants des phases rotoriques [A]
V_{sabc}	Les tensions statoriques [V]
$w_r = \Omega$	Vitesse de rotation mécanique [rd/s] [tr/min]
w_s	Pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
$w = p \Omega$	Vitesse électrique du rotor [rad/s]
θ_r	position du rotor [rd]
θ_s	Position des grandeurs statoriques [rd]
μ_0	Perméabilité magnétique du vide [H.m ⁻¹]
Φ_{rk}	Flux magnétique crée par une maille rotorique [Wb]
Φ_s	Flux magnétique par pôle crée par le courant statorique [Wb]
Φ_{abc}	Les flux statoriques [Wb]
Ψ	Onde lette mère.
ψ	Fonction d'échelle
a	Paramètre d'échelle.
b	Paramètre de translation
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de dispersion de blondel
MAS	Machine asynchrone
MI	Machine à induction
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
LF	Logique floue
RNA	Réseau de Neurones Artificiels
FFT	Fast Fourier Transformation
TOC	Transformées en ondelettes continues (continus wavelet transform CWT)
TOD	Transformées en ondelettes discrètes (discrete wavelet transform DWT)
RMS	Valeur efficace
RRA	Relations de redondance analytique
CCES	Court-circuit entre spire

Liste des Tableaux

Tableaux	Titre	Page
Tableau I.1	Classification des défauts des machines électriques	08
Tableau II.1	Représentation des expressions des inductances de la machine asynchrone	27
Tableau II.2	Les valeurs estimées de chaque grandeur (vitesse, couple et courant statorique et rotorique)	43
Tableau II.3	Les valeurs estimées de chaque grandeur (vitesse, couple et courant statorique) selon le défaut de court-circuit entre 80-32 spires	56
Tableau III.1	Fréquences calculées et déduites en cas de cassures des barres adjacentes	68
Tableau III.2	Fréquences calculées et déduites en cas court-circuit entre 80 et 32 spires	68
Tableau III.3	Familles d'ondelettes	71
Tableau III.4	Amplitude des bandes d'énergie du courant de stator par analyse d'ondelettes continues (Meyer, Morlet) avec défauts rotoriques et statoriques avec alimentation directe par le réseau triphasé	76
Tableau III.5	Amplitude des bandes d'énergie du courant de statorique par analyse d'ondelettes continues (Meyer, Morlet) avec défauts rotoriques et statoriques et la machine alimentée par un onduleur à MLI	79
Tableau III.6	Bandes de fréquences pour le signal en ondelettes	82
Tableau III.7	Classification des différents défauts	109
Tableau III.8	Différents tests d'apprentissage des RNA	111
Tableau III.9	Application de différents défauts en fonction de temps	112
Tableau IV.1	Fonctions de commutations en cas de défauts	116
Tableau IV.2	Différentes valeurs en cas de défaut de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4}	119

Liste des figures

Figure I.1: Les éléments de constituants la machine asynchrone.....	05
Figure I.2: Stator d'une machine asynchrone.....	06
Figure I.3: Rotors bobinés et rotors à cage d'écureuil.....	06
Figure I.4: Flasque Palier.....	07
Figure I.5: Cassure des barres de rotor à cage d'écureuil.....	09
Figure I.6: Rupture d'anneau de court-circuit.....	11
Figure I.7: Représente les différents types de défauts du stator.....	12
Figure I.8: Défauts d'excentricité statique et dynamique.....	12
Figure I.9: Dimension du roulement à bille.....	13
Figure I.10: Différents types de défauts d'un bras d'un onduleur de tension.....	15
Figure I.11: Les étapes du diagnostic.....	16
Figure II.1: Schéma de l'association convertisseur-machine asynchrone.....	23
Figure II.2: Induction magnétique produire par une maille rotorique.....	25
Figure II.3: Structure du rotor.....	25
Figure II.4: Position de la maille (k) par rapport à la bobine statorique de la phase "a".....	26
Figure II.5: Schéma équivalent d'une maille rotorique.....	28
Figure II.6: Simulation des grandeurs électriques et mécaniques de la machine à l'état sain.....	37
Figure II.7: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut d'une barre cassée.....	39
Figure II.8: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut de deux barres cassées.....	40
Figure II.9: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut de trois barres cassée adjacentes.....	41
Figure II.10: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut de quatre barres cassées adjacentes.....	42
Figure II.11: Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.....	44
Figure II.12: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine à l'état sain.....	53
Figure II.13: Grandeurs électriques et mécaniques en cas court-circuit entre 80 spires (50%).....	54
Figure II.14: Grandeurs électriques et mécaniques en cas court-circuit entre 32 spires (20%).....	55
Figure II.15: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.....	56
Figure II.16: Interrupteurs de puissance.....	57
Figure II.17: Modulation sinus-triangulaire pour une phase.....	59
Figure II.18: Grandeurs électriques et mécaniques du modèle multi-enroulement sain alimentée par un onduleur à MLI.....	60
Figure II.19: Grandeurs électriques et mécaniques du modèle triphasé sain alimentée par un onduleur à MLI.....	60
Figure II.20: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine alimentée par un onduleur à MLI avec cassure quatre barre adjacentes au niveau du rotor.....	61

Figure II.21: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine avec défaut de type court-circuit entre 80 spires (50%) alimentée par un onduleur à MLI.....	62
Figure II.22: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine avec défaut de type court-circuit entre 32 spires (20%) alimentée par un onduleur à MLI.....	63
Figure III.1: Spectre du courant statorique pour une machine alimentée directement par le réseau	67
Figure III.2: Spectre du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale	70
Figure III.3: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes en état sain	73
Figure III.4: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec une barre cassée	73
Figure III.5: Analyse du courant de statorique par les différents types d'ondelettes avec deux barres cassées adjacentes.....	73
Figure III.6: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec trois barres cassées adjacentes	74
Figure III.7: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes.....	74
Figure III.8: Agrandissement de l'allure du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes.....	74
Figure III.9: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec défaut court circuit entre 80 spires.....	75
Figure III.10: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec court-circuit entre 32 spires.....	75
Figure III.11: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes en l'état sain alimentation avec onduleur à MLI.....	76
Figure III.12: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec une barre cassée, alimentation avec onduleur à MLI.....	77
Figure III.13: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec deux barres cassées, adjacentes alimentation avec onduleur à MLI.....	77
Figure III.14: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec trois barres cassées adjacentes, alimentation avec onduleur à MLI.....	77
Figure III.15: Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes, alimentation avec onduleur à MLI.....	78
Figure III.16: Agrandissement du courant de stator par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes, alimentation avec onduleur à MLI.....	78
Figure III.17: Analyse du courant de stator par les différents types d'ondelettes avec court-circuit entre 80 spires, alimentation avec onduleur à MLI.....	78
Figure III.18: Analyse du courant de stator par les différents types d'ondelettes avec court-circuit entre 32 spires, alimentation avec onduleur à MLI.....	79
Figure III.19: Décomposition du signal f en approximations A et détails D.....	80
Figure III.20: Décomposition du signal fn en plusieurs niveaux.....	81
Figure III.21: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (a): machine saine avec modèle multi-enroulement (b): machine sain avec modèle triphasé	82
Figure III.22: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (c): deux barres cassées adjacentes (d): trois barres cassées adjacentes.....	83
Figure III.23: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (e): quatre barres cassées adjacentes.....	83

Figure III.24: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (g): court-circuit entre 80 spires (k): court-circuit entre 32 spires.....	84
Figure III.25: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (a1): machine saine avec modèle multi-enroulement (b1): machine saine avec modèle triphasé..	85
Figure III.26: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (c1): deux barres cassées adjacentes (d1): trois barres cassées adjacentes.....	85
Figure III.27: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (e1): quatre barres cassées adjacentes.....	86
Figure III.28: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44 (g): court-circuit entre 80 spires (k): court-circuit entre 32 spires.....	86
Figure III.29: Transformation de Concordia.....	87
Figure III.30: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) dans le cas sain et de défaut, cassures des barres adjacentes, MAS alimentée directement par le réseau triphasé.....	88
Figure III.31: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) dans le cas court-circuit entre 80 et 32 spires, MAS alimentée directement par le réseau triphasé.....	88
Figure III.32: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) en cas sain et cassure des barres adjacentes, MAS alimentée par l'onduleur à MLI.....	89
Figure III.33: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) dans le cas court-circuit entre 80 et 32 spires, MAS alimentée par l'onduleur à MLI.....	90
Figure III.34: Méthodes de détection des défauts par l'espace de parité.....	90
Figure III.35: Résultats de résidu pour le fonctionnement sain.....	95
Figure III.36: Résultats de résidu pour le fonctionnement des défauts quatre barres cassée adjacentes.....	96
Figure III.37: Schéma générale de diagnostic des défauts.....	97
Figure III.38: Structure du système de diagnostic flou utilisé.....	98
Figure III.39: Les fonctions d'appartenance des variables.....	99
Figure III.40: détection et localisation des défauts par la logique floue.....	101
Figure III.41: Calcule FFT du courant statorique en cas sain et une barre cassée 1.....	101
Figure III.42: Calcule FFT du courant statorique en cas de deux barres cassées et de trois barres cassées.....	101
Figure III.43: Calcule FFT du courant statorique en cas de quatre barres cassées.....	102
Figure III.44: Calcule FFT du courant statorique en cas de court-circuit entre 80 et 20 spires.....	102
Figure III.45: Diagramme d'inférence floue pour le fonctionnement sain et de défaut cassure d'une barre.....	103
Figure III.46: Diagramme d'inférence floue pour défaut cassure de deux barres et trois barres.....	104
Figure III.47: Diagramme d'inférence floue pour défaut cassure de quatre barres.....	104
Figure III.48: Diagramme d'inférence floue pour défaut de circuit entre 80 et 32 spires.....	105
Figure III.49: Sortie du système flou en cas sain et cassure d'une barre, la machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	105
Figure III.50: Sortie du système flou en cas de cassure de deux barres adjacentes et trois barres adjacentes, la machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	106
Figure III.51: Sortie du système flou en cas de cassure de quatre barres adjacentes, la machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	106
Figure III.52: Sortie du système flou en cas de court-circuit de 80 et 32 spires, la machine alimentée directement par le réseau triphasé.....	106
Figure III.53: Détecter et localiser les défauts par réseaux de neurones.....	107

Figure III.54: Résultat du calcul de RMS.....	108
Figure III.55: Structure du réseau de neurones proposé (les valeurs indicatrices sont les valeurs efficaces).....	110
Figure III.56: Evolution de l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itérations d'apprentissage.....	111
Figure III.57: Evolution du courant statorique et test des sorties du premier RNA1 dans le cas de quatre barres cassées adjacentes.....	112
Figure III.58: Evolution du courant statorique et test des sorties du deuxième RNA2 et troisième RNA3 dans le cas court-circuit 80 et 32 spires.....	113
Figure IV.1: Défauts d'interrupteurs (circuit ouvert).....	117
Figure IV.2: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1}	117
Figure IV.3: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4}	118
Figure IV.4: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1}	119
Figure IV.5: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4}	120
Figure IV.6: Spectre du courant statorique en cas défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} avec cassure de quatre barres adjacentes.....	121
Figure IV.7: Spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4} avec cassure de quatre barres adjacentes.....	121
Figure IV.8: Spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} avec court-circuit entre 80 spires.....	121
Figure IV.9: Spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4} avec court-circuit entre 80 spires.....	122
Figure IV.10: Analyse du courant de stator par l'ondelette Meyer en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec cassures de quatre barres adjacentes.....	122
Figure IV.11: Analyse du courant de stator par l'ondelette Meyer en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec court-circuit entre 80 spires.....	123
Figure IV.12: Analyse du courant de stator par l'ondelette discrète en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec cassure de quatre barres adjacentes.....	123
Figure IV.13: Analyse du courant de stator par l'ondelette discrète en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec court-circuit entre 80 spires.....	124
Figure IV.14: Trajectoires de vecteur courant en mode défectueux.....	126
Figure IV.15: Représentation des signatures des courants statoriques dans le vecteur de Park pour les défauts cassures de quatre barres adjacentes avec ouverture de différents interrupteurs...	127
Figure IV.16: Représentation des signatures des courants statoriques dans le vecteur de Park pour les défauts court-circuit entre 80 spires avec ouverture de différents interrupteurs...	128
Figure IV.17: Différents cas de sites où des défauts apparaissant sur des interrupteurs.....	129

Introduction générale

Introduction générale

L'utilisation de la machine asynchrone dans toutes les applications industrielles est primordiale pour assurer une compétitivité optimale afin d'augmenter la qualité de production et garantir des niveaux de fiabilité élevés à cause de sa grande robustesse, sécurité, efficacité et performance [2] [3].

La surveillance d'un dispositif implique le diagnostic des défauts par la détection d'un changement anormal dans le comportement ou l'état d'un système et par la localisation de sa cause. Le but est de garantir la sécurité et la continuité de service et d'enregistrer les événements utiles pour la maintenance curative ou le retour d'expérience [4]. Le système de diagnostic a comme tâche la détection des symptômes, l'analyse des données et l'interprétation des informations. Les études dans ce domaine ont considérablement évolué afin d'éviter les dysfonctionnements récurrents qui se produisent dans la machine. Ainsi, aucun système de contrôle n'est à l'abri d'une défaillance. Par conséquent, il est très important de pré-détecter les différents défauts qui peuvent survenir dans ces systèmes grâce à l'utilisation de méthodes traditionnelles ou modernes qui nous permettent de surveiller et de contrôler le système en prenant des mesures préventives pour détecter ces incidents soudains sur la machine. La prolifération de perturbations électriques est due à un nombre croissant des défauts qui se produisent dans la machine par exemple : cassure des barres, court-circuit entre spires, défauts de roulement, coupure de phase ...). L'évolution technologique récente du diagnostic des défauts dans les machines asynchrone est largement utilisée dans le domaine des systèmes de contrôle avec détection et diagnostic des défauts [29] [7] [10].

La problématique de diagnostic des machines asynchrones est comment procéder à la détection précoce des défauts pour garantir un fonctionnement sans arrêt de la machine et éviter de résoudre un problème de diagnostic mal posé. Ceux-ci peuvent être réalisés en appliquant plusieurs techniques de traitement de signal et de l'intelligence artificielle à savoir : analyse spectrale (FFT), les ondelettes, vecteur de Park et l'espace de parité, les réseaux de neurones artificielles, et la logique floue pour identifier les défauts qui apparaissent dans la machine.

En effet, les objets principaux de cette thèse sont :

- Elaboration d'un modèle multi-enroulement pour la simulation des défauts de la machine asynchrone qui tient compte des défauts au niveau du rotor à savoir : cassures des barres (1.2.3 et 4 barres). Un autre modèle triphasé sera élaboré qui tient compte des défauts de court-circuit entre spires ;
- Afin de révéler les signatures et extraire des caractéristiques particulières sensibles à la présence des défauts, plusieurs techniques de traitement de signal ont été appliquées à

savoir : l'analyse spectrale 'FFT', les ondelettes (continu et discret), valeur efficace, vecteur de Park, et l'espace de parité, qui seront utilisées comme valeurs indicatrices dans le système de diagnostic des défauts.

- Application des techniques de l'intelligence artificiel tels que : les réseaux de neurones artificiels et la logique floue pour détecter et localiser les défauts.
- Diagnostic des défauts dans l'onduleur de tension à deux niveaux MLI (modulation de largeur d'impulsion) pour un défaut de semi conducteur en circuit ouvert dans le cas d'utilisation du modèle multi-enroulement pour représenter la cassure des barres et dans le cas du modèle triphasé pour simuler les courts circuits entre spires et vérifier la réaction de comportement de la machine lors de l'application des défauts.
- Application de deux modèles développés (multi-enroulements et modèle triphasé) afin d'étudier le comportement de l'ensemble convertisseur-machine en présence des défauts simultanément.

Dans ce contexte, notre travail est composé de quatre chapitres. Ils sont organisés comme suit:

Dans le premier chapitre, nous étudierons l'état de l'art pour le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone. Nous présentons dans la première partie, les composants de la machine et déterminer les différents types de défaut (électrique et mécanique) qui se produisent sur chaque composant (raison et effets). Ensuite, nous présenterons les méthodes de diagnostic pour la détection et localisation des défaillances.

Dans le deuxième chapitre nous présenterons la modélisation de l'ensemble convertisseur-machine avec deux modèles différents de la machine asynchrone :

- Modèle multi-enroulement à cage d'écureuil pour la simulation des défauts rotoriques (cassures des barres).
- Modèle triphasé pour la simulation des courts-circuits entre spires, au niveau du stator.

Le troisième chapitre est consacré au diagnostic des défauts de type cassure des barres rotoriques et court-circuit entre spires par plusieurs technique de traitement de signal et de l'intelligence artificiel pour détecter et localiser des défauts et permettant la classification des différents types de défauts associé à un système d'aide à la décision dont le rôle est de déterminer les différents types de défaillances et fournir un protocole de maintenance.

Le quatrième chapitre, présente une analyse des différents défauts qui peuvent surgir simultanément sur l'ensemble convertisseur- machine comme le défaut ouverture de l'interrupteur de l'onduleur et cassures de barres, ainsi que le défaut ouverture de l'interrupteur de l'onduleur et courts-circuits entre spires.

Cette thèse sera clôturée par une conclusion générale et les perspectives envisagées pour un futur travail.

Chapitre I

Etat de l'art de diagnostic des défauts de la
machine asynchrone

I.1 Introduction

La surveillance des machines est devenue une opération très importante dans le domaine de la maintenance et de la commande des dispositifs électriques. La performance et la fiabilité de l'ensemble des moyens de commande sont liées à la qualité des systèmes de mesures. Toutefois, une défaillance de l'instrumentation conduit à la génération d'informations erronées. Tandis que certains algorithmes élaborent alors des ordres et des comptes rendus qui ne correspondent pas à l'état réel du procédé, d'où une diminution des performances et de la fiabilité et parfois même, une mise en cause de la sécurité [1].

Les machines à induction jouent un rôle primordial dans le cadre industriel et commercial car de son rôle important dans la production et de sa demande croissante, en raison de nombreux avantages, à savoir : simplicité de construction, robustesse, coût de fabrication relativement faible. Par conséquent, les machines industriels modernes s'appuient de plus en plus sur des techniques de diagnostic avancées afin d'atteindre des niveaux de performances élevés et de répondre aux exigences de compagnie industrielle, où la fonction de diagnostic en continu de l'équipement à travers la connaissance des défauts de manière précoce, ce qui permet ainsi de prévenir un dysfonctionnement avant qu'il n'arrive et d'écarter les attentes improbables qui peuvent ralentir le fonctionnement de la machine.

Dans ce premier chapitre, nous commencerons par la présentation des éléments constitutifs importants de la machine à induction. Après cela, on va présenter les différents types des défauts (électriques et mécaniques) qui peuvent apparaître dans la machine. Ensuite, nous parlerons de la méthode de diagnostic des défauts dans la machine à induction pour détecter et localiser les défaillances. En général il existe les méthodes sans modèle et les méthodes avec modèle.

I.2 Eléments constituant la machine asynchrone

La machine à induction ou MI, comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements, comme illustrés sur la figure I.1, et peuvent se décomposer en quatre parties principales à savoir [2] [3]:

- Le stator est une partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique;
- Le rotor est une partie tournante qui permet la rotation de la charge mécanique, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage;
- Le palier, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur;
- Organes mécaniques (Carcasse) utilisée pour la protection contre les facteurs externes affectant la machine.

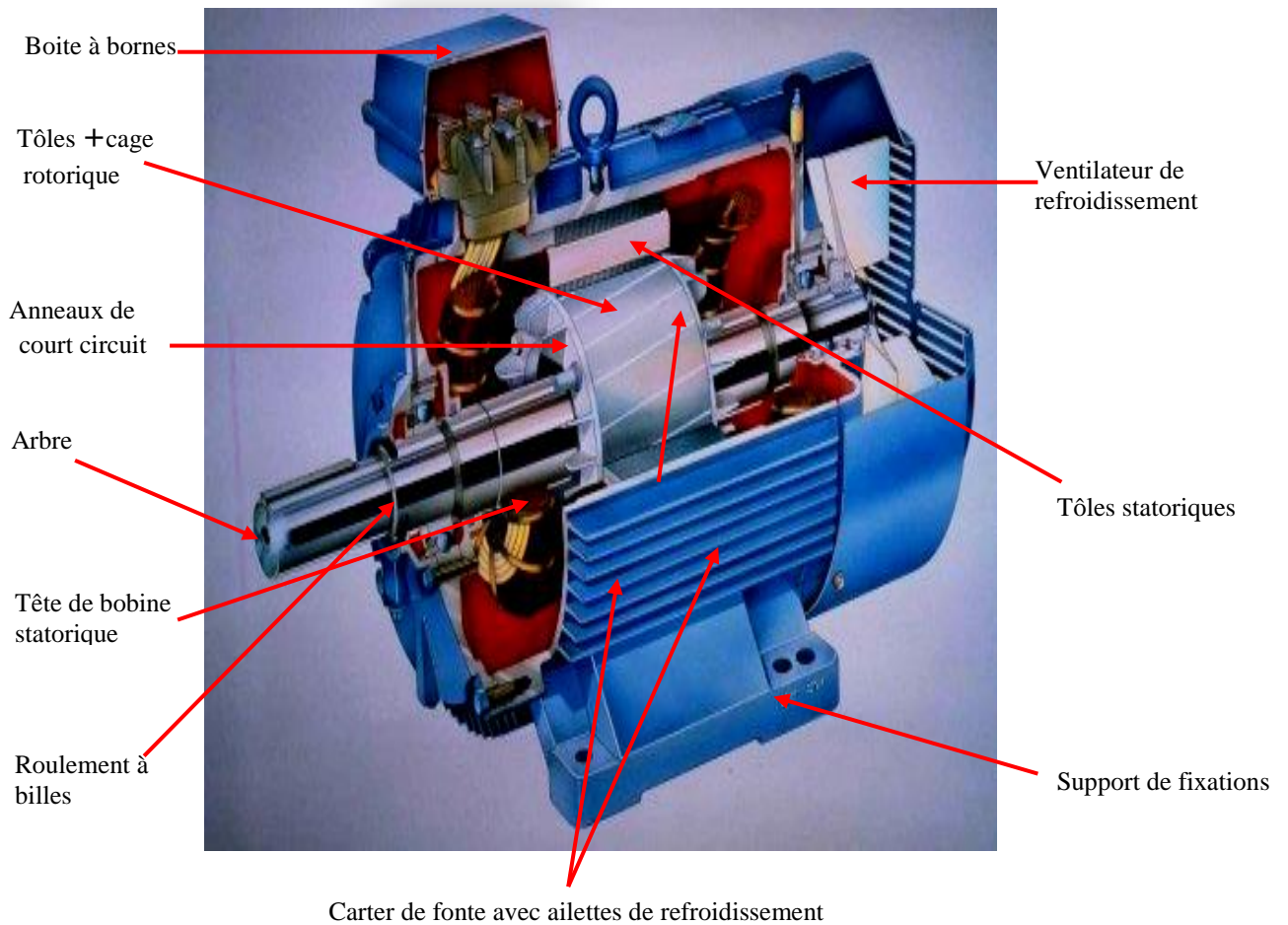


Figure I.1 : Les éléments constituant la machine asynchrone [4]

I.2.1 Le stator

Le stator est la partie statique du moteur. La fonction principale du stator est de générer le champ magnétique tournant, est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique. Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine [5] [6], la figure I.2 présente le stator d'une machine asynchrone.



Figure I.2: Stator d'une machine asynchrone [7]

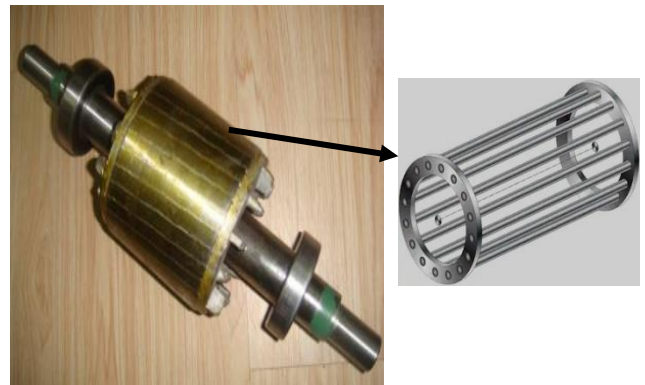
I.2.2 Le rotor

La partie tournante du moteur est connue sous le nom de rotor, le circuit magnétique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil [8] [9] [10] [11].

- Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.
- les rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor, Ces barres sont court-circuit à chaque extrémité par deux anneaux dit " court-circuit" la figure I.3 montre le rotor bobiné et rotor à cage d'écureuil.



(a) rotors bobinés

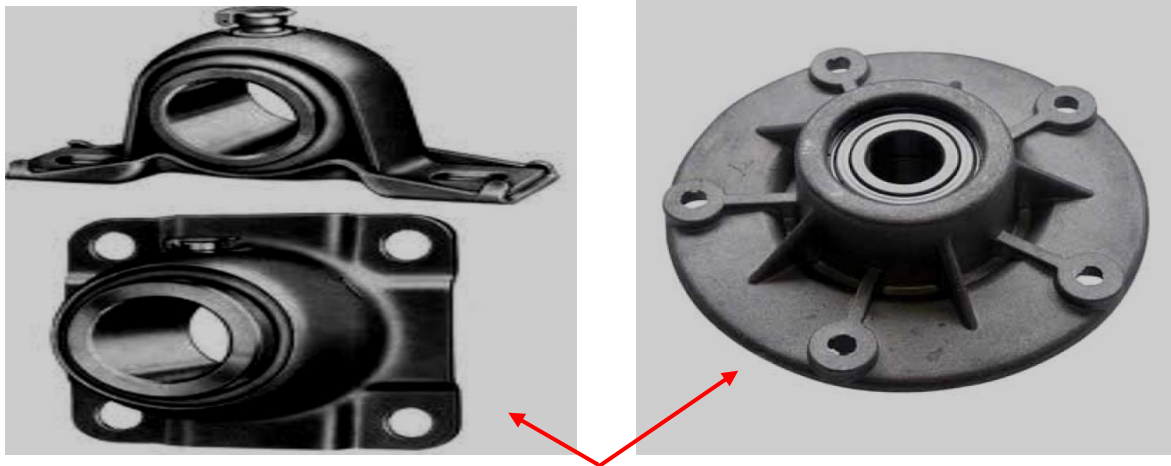


(b) rotors à cage d'écureuil

Figure I.3 : Rotor bobiné et rotor à cage d'écureuil [12]

I.2.3 Le palier

Les paliers, sont des organes mécaniques qui permettent la rotation du rotor et assurent le maintien des différents sous-ensembles qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage [13], comme nous pouvons le visualiser sur la figure I.4



Les Paliers

Figure I.4 : Flasque Palier [14]

I.2.4 Organes mécaniques

La carcasse joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission comprenant une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance [15].

I.3 Différents types de défaut de la machine asynchrone

I.3.1 Défauts dans la machine asynchrone

Les principaux défauts de la machine asynchrone peuvent être classés par catégories en deux types: internes et externes. Les défauts internes concernent les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc.). Les défauts externes sont causés par l'alimentation, la charge mécanique ainsi que par

l'environnement de la machine. Le tableau I.1 représenté la classification des défauts des machines électriques.

Défaut des machines électriques	Interne	Mécanique	Contact entre le stator et rotor
			Défaut de roulements
			Excentricité
			Mouvement des enroulements et des tôles
		Electrique	Défaillance au niveau de l'isolation
			Rupture de barre
	Défaillance au niveau du circuit magnétique		
	Externe	Mécanique	Charge oscillante
			Surcharge de la machine
			Défaut de montage
		Environnemental	Humidité
			Température
			Propreté
		Electrique	Fluctuation de la tension
			Sources de tensions déséquilibrées
Réseau bruité			

Tableau I.1 : Classification des défauts des machines électriques [2]

Le diagnostic de l'état d'une machine n'est possible que si l'on connaît les symptômes vibratoires associés à chaque défaut susceptible d'affecter la machine considérée. Les défauts de la machine à induction peuvent être classés par catégorie en deux types: mécaniques et électriques. Les raisons des défauts dans les machines électriques et leurs origines sont dues à la conception, la tolérance de fabrication, l'installation, l'environnement de fonctionnement, la nature de la charge et le programme de la maintenance. En effet, les défauts sont classifiés selon leurs emplacements et les raisons de leurs apparitions cette endroit, ce qui conduit à connaître le défaut et le traiter [16].

I.3.2 Défauts électriques

Les défauts électriques suivants sont très fréquents dans les machines asynchrones utilisées dans les industries :

I.3.2.1 Défauts de rotor

I.3.2.1.1 Cassure des barres

La rupture de barre du rotor et le déséquilibre du rotor peuvent se produire simultanément. L'asymétrie de la cage du rotor entraîne une répartition asymétrique des courants du rotor. En cas de fissure dans une barre, celle-ci surchauffe et peut provoquer la rupture de la barre. Ainsi, la barre environnante supportera des courants plus importants et sera donc soumise à des contraintes thermiques et mécaniques encore plus importantes, pouvant également se fissurer [17]. La majeure partie du courant qui aurait circulé dans la barre brisée passera maintenant dans les quatre barres adjacentes. Ainsi, les fortes contraintes thermiques peuvent également endommager les tôles du rotor. Lors du défaut d'une rupture de barre, des harmoniques de flux sont produites et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquences autour de la fréquence fondamentale f_s telles que [18] [19] [20] :

$$f_{brc} = f_s (1 \pm 2ks) \quad (I.1)$$

Avec $k =$ entier naturel 1, 2, 3, 4

s : glissement;

f_s : fréquence d'alimentation statorique.

f_{brc} : fréquence de la barre cassée,

La figure I.5 représente cassure des barres de rotor à cage d'écureuil d'une machine asynchrone:

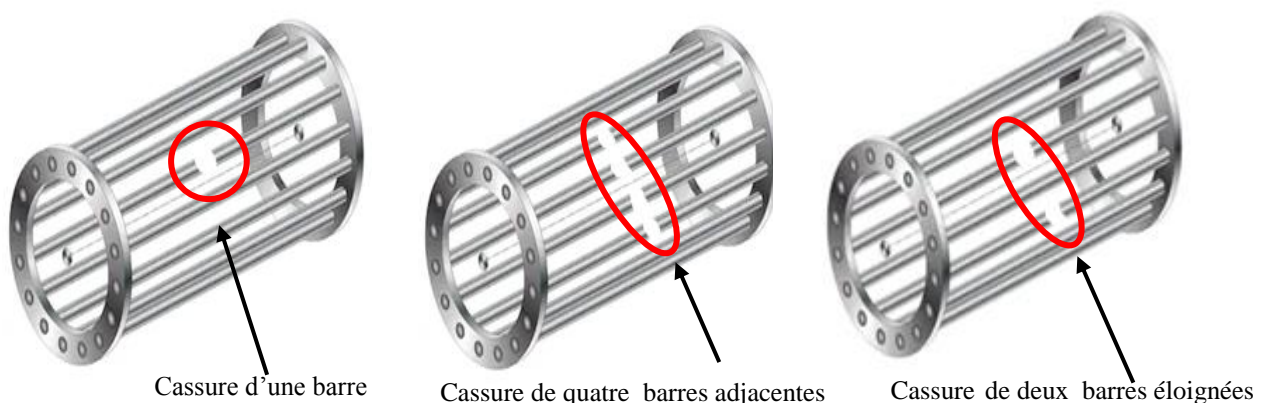


Figure I.5 : Cassure des barres de rotor à cage d'écureuil [6]

La composante $(1-2s) f_s$ du courant interagit avec le fondamental du flux de l'entrefer et produit des ondulations dans la vitesse à la fréquence $2sf_s$, ce qui provoque une augmentation de la

composante du courant aux fréquences $(1 \pm 2ks)f_s$. L'inertie de la charge affecte également l'amplitude du courant à ces fréquences, et d'autres composantes spectrales sont observées pour [21] :

$$f_{brc} = \left[\left(\frac{k}{p} \right) \right] (1 - s) \pm s \quad (I.2)$$

Avec $\frac{k}{p} = 1, 2, 3, 4, \dots$

D'autres travaux de recherche ont étudié des cassures de barres rotoriques, dans la plupart des applications, le courant du stator est surveillé pour le diagnostic de défauts de la machine à induction. Y. Xie et al. [22] présente le développement d'une technique basée sur les amplitudes de vibration dans les signaux afin de détecter les ruptures de barres de rotor dans les moteurs à induction à cage d'écureuil. Selon la méthode de diagnostic basée uniquement sur un capteur de vibration électromagnétique et du déplacement vibratoire, ces caractéristiques peuvent être facilement et précisément trouvées dans le spectre de vibrations, et son but est de vérifier que la défaillance des barres cassées ne conduira pas à une résonance de la machine. Tandis que Hassan, O. E et al. [23] ont présenté des techniques existantes de détection de défaillance de barres de rotor cassées avec une nouvelle classification basée sur la signature de panne, à travers diverses conditions de surveillance et techniques de traitement du signal pour la détection de défaut. Mais Jafar Milimonfared et al. [19] ont proposé une nouvelle méthode de détection de cassure de barres dans les moteurs à induction, la tension induite dans le stator en raison de flux du rotor est utilisée pour détecter le défaut après la mise hors tension du secteur. S'il y a une barre cassée, cela affectera directement les tensions induites dans les enroulements du stator. Ceci permet le diagnostic de défaut par technique FFT. Où Choudira, I., et al. [24] présentons un modèle multi-enroulements pour la simulation de défauts de cassures de barres (quatre barres) dans la machine à induction, et tester le comportement de la machine en cas sain et en défaut. Le diagnostic est réalisé pour la détection de défaut par l'analyse du courant statorique par la technique de traitement de signal : transformée en ondelettes continue (CWT) pour détecter et localiser de défaut. Alors que Gaëtan Didier, et al. [25] ont utilisé une technique de diagnostic des barres de rotor cassées dans un moteur à induction. La tension et le courant du stator dans un moteur à induction ont été mesurés et utilisés pour le calcul de la puissance d'entrée d'une phase de stator. Les formes d'onde de la puissance instantanée et du courant de ligne. La méthode appliquée au signal de puissance instantanée et au signal du courant de ligne fournit des résultats pertinents pour la détection de barres de rotor cassées.

I.3.2.1.2 Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneaux est un défaut qui apparait aussi fréquemment que celui de la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques, ce qui engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure [26]. Comme le montre la figure I.6

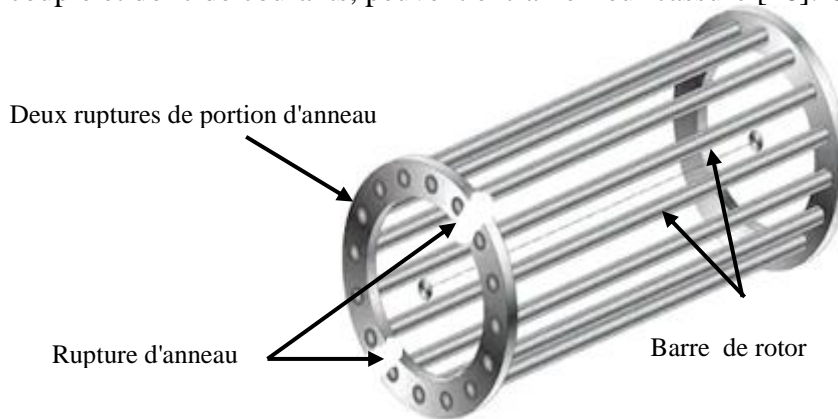


Figure I.6 : Rupture d'anneau de court-circuit [17]

I.3.2.2 Défauts de stator

I.3.2.2.1 Défauts de court-circuit

Les pannes majeures des machines électriques, les défauts du stator estimé à approximation presque 35 à 40%. On peut citer les courts circuits qui apparaissent entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou entre deux phases statoriques. Toutefois, les courts circuits entre spires est le défaut le plus fréquemment rencontré au stator. Comme illustre la figure I.7 les différents types de défauts du stator. Le type courts circuits inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défauts peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage, la fréquence caractéristique de ce défaut est [27]:

$$f_{cc} = f_s \left[\frac{n}{p} (1 - s) \pm k \right] \quad (I.3)$$

Avec $n=1, 2, 3, \dots$ et $k=1, 2, 3, \dots$

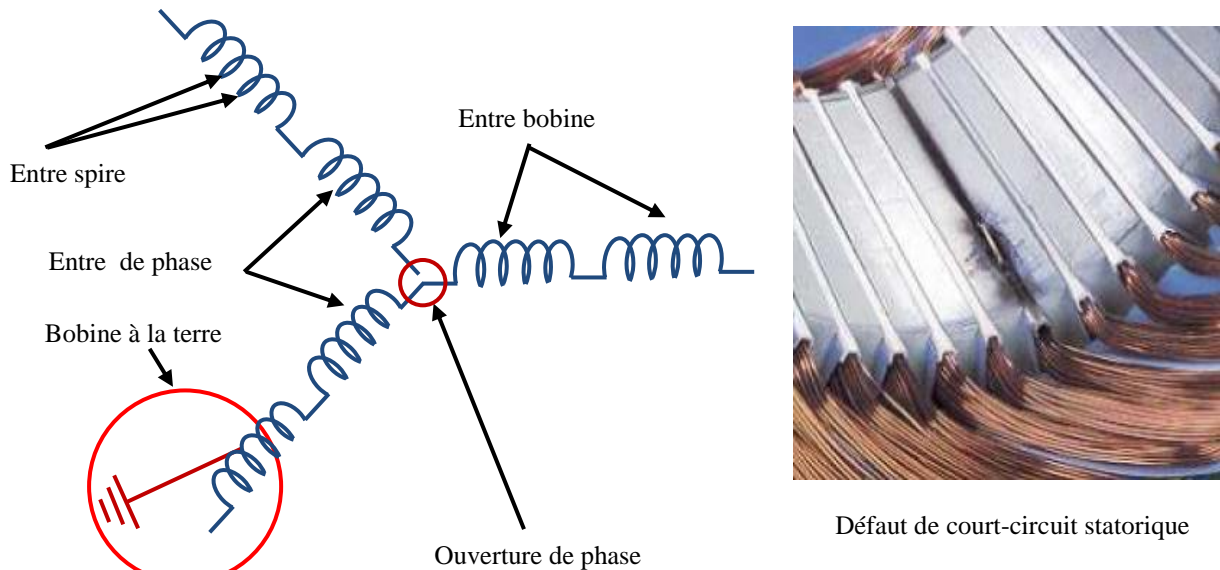


Figure I.7 : Représente les différents types de défauts du stator [28]

I.3.3 Défauts mécaniques

Les défauts mécaniques courants rencontrés dans les machines asynchrones triphasées sont divisées comme suit:

I.3.3.1 Défauts d'excentricité

L'excentricité est la répartition irrégulière de l'entre fer, elle peut être causé par un défaut de roulement, liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, défaut de charge, ou défaut de fabrication, il y a trois catégories d'excentricité figure I.8 [29] :

- **L'excentricité statique** est généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator ;
- **L'excentricité dynamique:** se manifeste lorsque le centre de rotation du rotor diffère du centre géométrique du stator mais de plus le centre de rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator ;
- **L'excentricité mixte :** représente la somme des deux cas statique et dynamique.

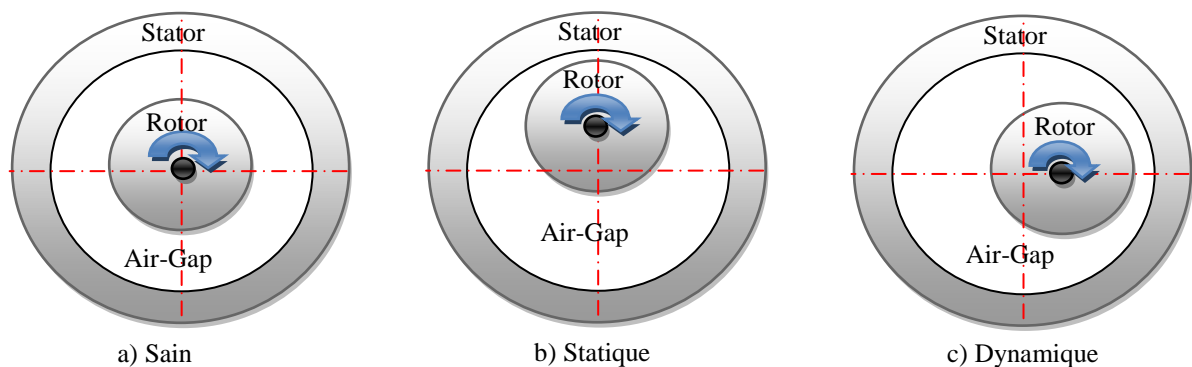


Figure I.8 : Défauts d'excentricité statique et dynamique [30] [31]

Leurs fréquences sont données par des composantes fréquentielles suivantes [32]:

$$f_{exc} = f_s \left[1 \pm k \cdot \frac{(1-s)}{p} \right] \quad (I.4)$$

Avec p = nombre de paires de pôles. Et $k=1, 2, 3, \dots$

I.3.3.2 Défauts roulement

Les roulements sont des éléments Important jouent un rôle très grand dans le fonctionnement de tous types des machines électriques et permettre le mouvement rotatif des arbres. En fait, les roulements sont la principale cause de défaillance des machines, comme illustre la figue I.9. Selon certaines données statistiques, les pannes de roulement représentent plus de 41% de toutes les pannes de moteur [33]. Le roulement est constitué de deux bagues, appelées bagues intérieures et extérieures. Un ensemble de billes ou d'éléments roulants placés dans les chemins de roulement tourne à l'intérieur de ces anneaux. Une contrainte continue sur les roulements provoque des ruptures en fatigue, généralement au niveau des bagues intérieures ou extérieures des roulements, ces défaillances entraînent un fonctionnement irrégulier des roulements qui génère des vibrations et sonores accrus, ce défaut conduit la pollution, la corrosion, une lubrification non appropriée.

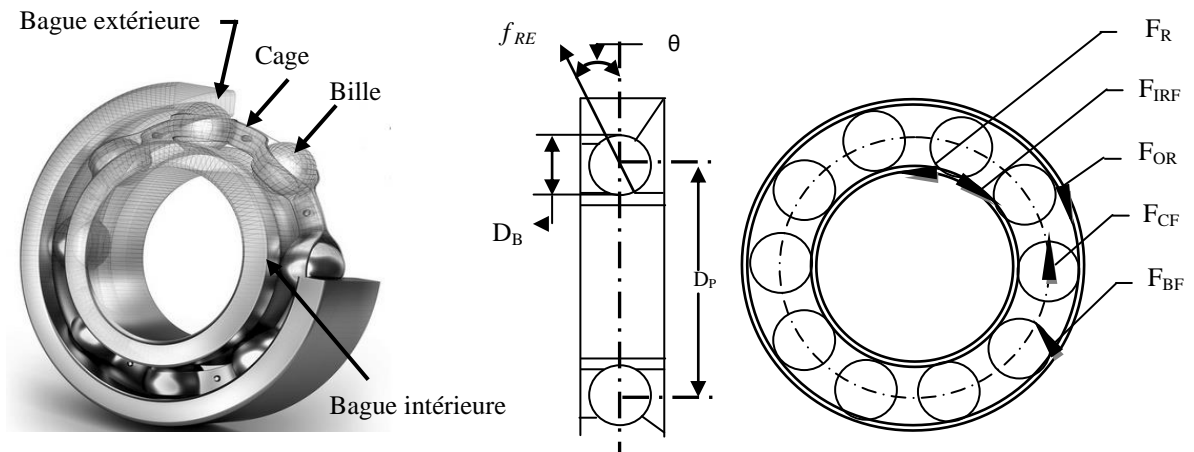


Figure I.9 : Dimension du roulement à bille [33]

Les fréquences des vibrations qui caractérisent les défauts des roulements à bille sont [34]:

- **Défauts au niveau d'une bille**

$$F_{BF} = \frac{D_P}{2D_B} F_R \left[1 - \frac{D_B^2 \cos(\theta)^2}{D_B^2} \right] \quad (I.5)$$

- **Défauts sur la bague intérieure**

$$F_{IRF} = \frac{N_B}{2} F_R \left[1 + \frac{D_B \cos(\theta)}{D_B} \right] \quad (I.6)$$

- **Défauts sur la bague extérieure**

$$F_{ORF} = \frac{N_B}{2} F_R \left[1 - \frac{D_B \cos(\theta)}{D_B} \right] \quad (I.7)$$

- **Défauts sur la bague entre intérieure et extérieure**

$$F_{CF} = \frac{1}{2} F_R \left[1 - \frac{D_B \cos(\theta)}{D_B} \right] \quad (I.8)$$

Avec

F_R : Fréquence de rotation du rotor (arbre);

F_{CF} : Fréquence de défaut de la cage;

F_{IRF} : Fréquence de défaut de bague intérieure;

F_{ORF} : Fréquence de défaut de bague extérieur ;

F_{BF} : Fréquence de défaut de bille;

D_B : Distance entre les centres des billes diamétralement opposée;

D_P : Diamètre de bille;

θ : Angle de contact avec la bille;

N_B : Nombre d'éléments roulants;

f_{RE} : Direction de la force exercée par l'élément roulant sur de roulement extérieur.

I.4 Défaillances dans un convertisseur de puissance

Le convertisseur électronique c'est un élément principal pour application dans le domaine du contrôle de la vitesse, est à base d'un onduleur constituée le plus souvent d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), transistors de puissance (6 transistors) ou thyristors à trois bras. En pratique, le défaut peut concerner le réseau (microcoupures, court-circuit...), le redresseur (défaillance de diode), l'onduleur (défaillance de transistor ou de diode), la machine (court-circuit dans le bobinage, cassure de barre) ou l'un des capteurs. Parmi ces défauts, ceux concernant l'onduleur (IGBT) peuvent être considérés comme étant les plus probables [35]. Ces défauts conduisent à la perte de contrôle de courant et à l'apparition des ondulations de couple d'amplitude importante. Défaillance de l'interrupteur statique: (IGBT), Il existe deux types de mode de défaillance, le court-circuit ou le circuit ouvert, au sein du bras d'onduleur.

- **Court-circuit**: Le défaut de type court-circuit se produit lorsque l'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermé. Un tel défaut peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée [36].
- **Circuit ouvert**: Le circuit ouvert est un dysfonctionnement très contraignant pour les composants à semi-conducteur, pour diverses raisons, qu'un des IGBT (supérieur ou inférieur) d'une cellule de commutation d'un bras reste constamment ouvert (défaut de type circuit ouvert). Ce type de défaut a pour principale cause une défaillance de la

commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple). Selon la localisation du défaut, et peut être interprété sur le plan mécanique de la machine par l'apparition de vibrations et un échauffement au cours du temps [37].

La figure I.10 représente les différents types de défauts de l'onduleur défaut "circuit ouvert" ou "court-circuit".

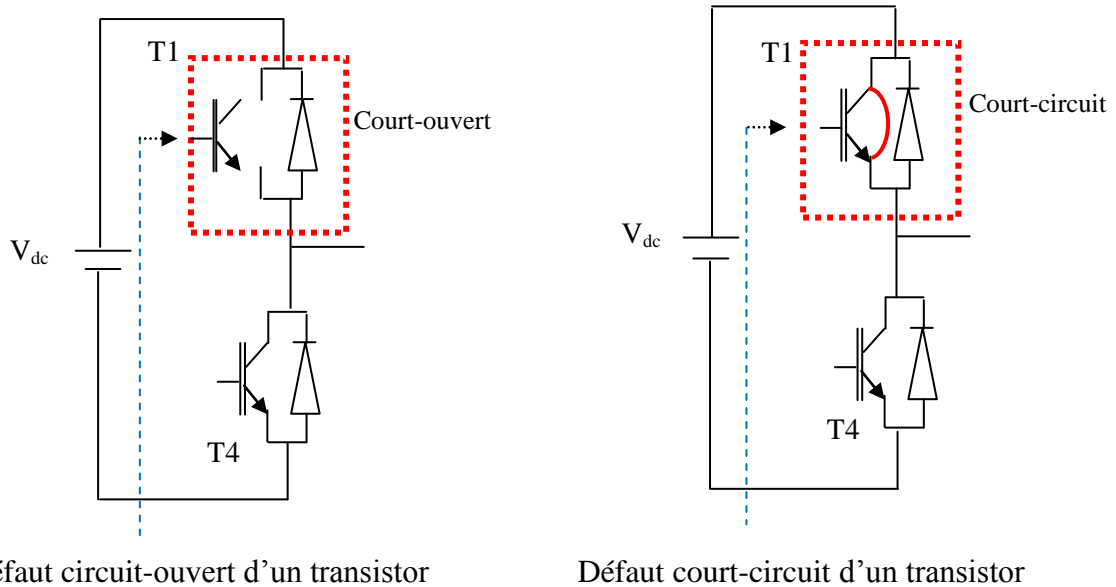


Figure I.10 : Différents types de défauts d'un bras d'un onduleur de tension [38]

I.5 Définition et objectif du diagnostic

Le diagnostic de défaut se déroule en trois étapes principales : la détection, localisation et identification des défauts. La détection consiste à signaler l'existence du défaut, tandis que la localisation objet principale d'identifier le type de défaut ou l'endroit d'apparition du défaut, Alors que l'identification détermine le degré de gravité d'un défaut dans un système. Le diagnostic est la partie la plus évoluée pour détecter et localiser un composant ou un élément défectueux dans un système électrique [39].

I.6 Les étapes du diagnostic :

La méthode de diagnostic dépend en trois étapes principales sont : la détection, la localisation et l'identification des types de défauts, et considère un outil de procédure à la décision, qui permet de localiser les composants ou les organes défaillants d'un système et déterminer ses causes et garantie d'accroître le niveau de sécurité à travers la connaissance : le type du défaut, ses causes possibles, l'endroit de son apparition, les remèdes nécessaires, etc.

La figure I.11, représente l'ensemble des tâches de diagnostic à réaliser pour assurer un fonctionnement sans arrêt d'un processus industriel [40].

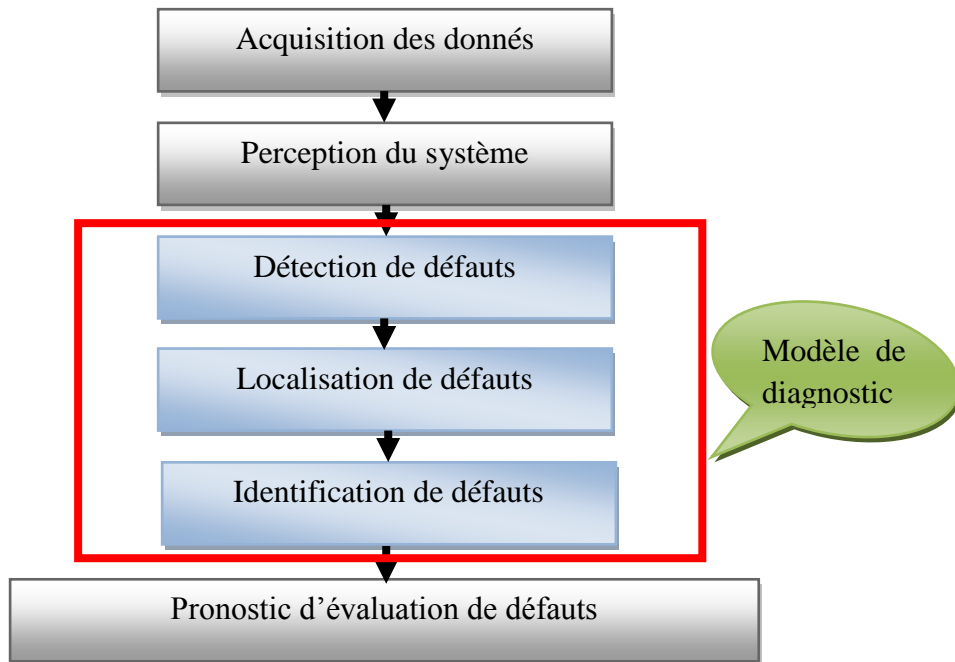


Figure I.11 : Les étapes du diagnostic [29]

I.7 Méthodes de diagnostic des défauts de la machine asynchrone

Le bon diagnostic est très important et joue un rôle dans l'élimination des erreurs avant qu'elles ne surviennent afin de garantir la sécurité des composants de la machine, puisque de nombreux chercheurs travaillent sur cet axe, en raison des multi méthodes et techniques présentées pour étudier ces défauts. Pour effectuer le diagnostic d'une installation, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de symptômes, tels que le bruit, la température, les vibrations...etc. Pour effectuer un diagnostic, il est nécessaire de procéder à une ou des analyses afin d'interpréter les signaux issus des capteurs tant sur le plan fréquentiel que temporel. Il existe deux approches principales pour détecter et localiser des défaillances [41], à savoir: Méthodes sans modèle et méthodes avec modèle.

I.7.1 Méthodes sans modèle

Cette méthode est basée sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (courants, tensions, vitesse, vibrations). Ces méthodes ne nécessitent pas forcément de modèle analytique précis du système mais reposent plutôt sur une reconnaissance de signatures. Les principales techniques du diagnostic utilisées sont les suivantes:

I.7.1.1 Méthodes basées sur le traitement de signal

La première étape de la surveillance des conditions et du diagnostic des défauts consiste à développer une technique d'analyse pouvant être utilisée pour diagnostiquer le signal observé afin d'obtenir des informations utiles. Il existe plusieurs techniques de traitement du signal qui sont très utiles pour le diagnostic des défauts. Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les

opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux, peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine. Elles font toute partie de la famille des méthodes d'estimation spectrale non paramétriques. Les méthodes courantes d'analyse des signaux de diagnostic en régime transitoire et en régime permanent sont le spectrogramme, l'analyse temporelle et la distribution de Wigner-Ville, l'analyse spectrale par FFT et les ondelettes [42].

1.7.1.2 Transformée de Fourier rapide (FFT)

La méthode la plus utilisée est la transformée de Fourier qui effectue l'analyse spectral d'un signal donné. Chaque défaut, statorique ou rotorique a ses fréquences caractéristiques propres. Considérons le signal $X(t)$ à temps continu. Si X est à énergie finie, sa transformée de Fourier à la fréquence f est la suivante [43] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-2\pi ft} dt \quad (\text{I.9})$$

Son inverse est donnée par:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{2\pi ft} df \quad (\text{I.10})$$

Sa transformée de Fourier discrète de N points avec une période d'échantillonnage T est donnée par:

$$X\left(\frac{f}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(kT)e^{j\frac{2\pi f k T}{NT}} \quad (\text{I.11})$$

Et sa relation inverse est donnée par:

$$x(kT) = \frac{1}{N} \sum_{f=0}^{N-1} X\left(\frac{f}{NT}\right)e^{-j\frac{2\pi f k T}{NT}} \quad (\text{I.12})$$

La transformée de Fourier rapide (FFT) est un algorithme de calcul rapide de la transformée de Fourier discrète. L'algorithme de base de cette transformée utilise un nombre de points N égal à une puissance de 2, ce qui permet d'obtenir un gain en temps de calcul, par rapport à un calcul avec la transformée de Fourier discrète, de $\frac{N}{\log_2 N}$ cette transformation fait clairement ressortir le contenu fréquentiel du signal $x(t)$. En effet, la FFT décompose le signal $x(t)$ sur une base de vecteurs propres sinusoïdaux $\{e^{2\pi f k T}\}_{f \in R}$.

Malheureusement, ceci convient pour des signaux stationnaires dont les propriétés statistiques sont invariantes dans le temps. Cependant, en pratique la grande majorité des signaux rencontrés sont non stationnaires et la notion de décomposition sur une somme infinie d'exponentielles complexes propres à la FFT s'avère inadéquate.

Pour mieux décrire ce type de signaux, on fait appel à des représentations faisant intervenir conjointement le temps et la fréquence. Le changement ainsi opéré nous permettra d'analyser les lois du comportement fréquentielle du signal au cours du temps. Dans le cas de l'existence de sauts d'impulsions ou de changements de fréquence par exemple, la FFT ne permet pas de localiser ces événements transitoires qui surviennent dans le signal [44]. Ces phénomènes sont non stationnaires et du fait qu'ils sont brefs et souvent à caractère oscillatoire, leur contenu spectral est difficile à mettre en évidence.

I.7.1.3 Transformée en Ondelettes (TO)

Les ondelettes sont des fonctions qui peuvent être utilisées pour décomposer des signaux, similaires à l'utilisation de sinusoides complexes dans la transformation de Fourier pour décomposer des signaux. La transformée en ondelettes calcule les produits internes du signal analysé et une famille d'ondelettes. Contrairement aux sinusoides, les ondelettes étant localisées dans les domaines temporel et fréquentiel, le traitement du signal en ondelettes convient donc aux signaux dont le contenu spectral évolue dans le temps [45]. La résolution temps-fréquence adaptative du traitement du signal en ondelettes nous permet d'effectuer une analyse multi résolution. Les propriétés des ondelettes et la souplesse de sélection des ondelettes font du traitement du signal en ondelettes un outil intéressant pour les applications d'extraction de caractéristiques. Selon que ces translations et dilatations sont choisies de manière continue ou discrète, on parlera d'une transformée en ondelettes continue ou discrète.

I.7.1.4 Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques

Le diagnostic des défauts en fonction des vibrations mécaniques est la technique la plus Prévalence dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine à induction. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique, les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale, verticale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations issus du moteur avec défaut sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque la machine était en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques et mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques et rotoriques, l'excentricité) [46] [47].

I.7.1.5 Diagnostic par analyse du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou

au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale de ce signal, donne des informations pertinentes sur l'état du moteur [48].

I.7.1.6 Diagnostic par analyse de la puissance instantanée

Diagnostic des défauts mécaniques ou les défauts électriques dans la machine à induction par La puissance instantanée, Il y a de nombreux travaux d'études [49] [50] [51], par surveillance de la somme des produits des courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau d'informations apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres.

I.7.1.7 Diagnostic par analyse des courants statoriques

Pour la détection de défaut dans la machine à induction, par utilisation de la technique «Motor Current Signature Analysis» (MCSA), afin de surveiller le courant du moteur à induction; Le MCSA utilise le spectre actuel de la machine pour localiser les fréquences de défaut caractéristiques. Lorsqu'un défaut est présent, le spectre de fréquence du courant de ligne devient différent du moteur sain, et apparaît des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine. Cela dépend de la localisation d'un composant harmonique spécifique dans le courant de ligne [52] [53], et le diagnostic continue par le courant statorique qui donne une bonne connaissance des défauts et leurs signatures. Par conséquent, il offre une mise en œuvre significative et des avantages économiques.

I.7.1.8 Diagnostic par analyse des défauts à partir du vecteur de Park

Cette technique est basée sur la transformation de Park, à savoir la transformation des grandeurs de la machine triphasée à celles d'une machine biphasée, selon les deux axes (d, q). Les vecteurs des courants de Park (i_d , i_q) en fonction des courants statoriques (i_a , i_b , i_c) sont donnés comme suit [54]:

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_a - \frac{1}{\sqrt{6}} i_b - \frac{1}{\sqrt{6}} i_c \\ i_q &= \frac{1}{\sqrt{2}} i_b - \frac{1}{\sqrt{2}} i_c \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

Dans des conditions idéales, les courants triphasés conduisent au vecteur de Park avec les composants suivants [55]:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{\sqrt{6}}{2} I \sin \omega t \\ i_q &= \frac{\sqrt{6}}{2} I \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

Avec

I = valeur maximale du courant de phase d'alimentation;

ω = fréquence du réseau;

t = temps variable.

Le fonctionnement de l'approche par vecteur de Parc, dépend de l'identification de motifs de signature uniques dans les figures obtenues, correspondant aussi à la représentation de la machine par vecteur de Park [56].

I.7.2 Méthodes avec modèle

Cette méthode est basée sur l'estimation des signaux non mesurables ou sur le suivi des paramètres durant le fonctionnement. Elles supposent une connaissance approfondie du procédé sous forme de modèle numérique. Des paramètres (mécaniques ou électriques) de ces modèles sont relevés et utilisés pour avoir une signature des défauts. Un test de cohérence entre les mesures et les calculs des modèles par des grandeurs caractéristiques de l'état du procédé, appelées résidus. Le vecteur des résidus, nul en fonctionnement normal, est comparé en ligne aux signatures de pannes. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue:

- Diagnostic à base des observateurs;
- Diagnostic par l'espace de parité;
- Redondance analytique ou méthodes basées sur un modèle;
- Diagnostic par estimation paramétrique.

I.7.2.1 Diagnostic à base des observateurs

L'observateur est un système dynamique utilisé pour la surveillance estimant les sorties du système et les variables d'état. Le principe des observateurs est basé sur la génération de résidus et réaliser une estimation des sorties du système à partir des grandeurs accessibles au calculateur (les entrées et les sorties), cette méthode s'appuie sur une bonne connaissance du modèle et de ses paramètres. Le diagnostic de défaut à base d'observateurs est basé sur le principe de génération de résidus en comparant les grandeurs disponibles du système réel aux grandeurs estimées (issues de l'observateur). Le vecteur résidu est l'écart entre la sortie estimée et la sortie mesurée [57].

I.7.2.2 Diagnostic par l'espace de parité

Cette méthode est basée sur l'élaboration de signaux permettant de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs valeurs calculées à l'aide d'un modèle. Le principe de base de l'espace de parité est de vérifier la cohérence entre les relations mathématiques du système et les mesures (relations de redondance analytique). La différence entre la mesure et sa valeur calculée à l'aide du modèle est appelée résidu. Si le résidu est nul, les mesures sont cohérentes par rapport au modèle et le système est déclaré sans défaut. Un résidu non nul indique l'apparition d'un défaut.

L'approche par espace de parité repose donc sur une connaissance préalable du modèle mathématique du système. Il existe deux types de relations de redondance analytique [58] :

- La redondance statique : ensemble de relations algébriques entre les mesures fournies par les différents capteurs.
- La redondance dynamique : ensemble d'équations différentielles ou récurrentes entre les sorties des capteurs et les entrées du système.

I.7.2.3 Redondance analytique ou méthodes basées sur un modèle

Redondance analytique, ne peut être mise en œuvre que si l'on dispose d'un modèle statique ou dynamique, linéaire ou non linéaire, reliant les entrées et les sorties mesurées. La technique de redondance analytique permet une exploitation optimale de toutes les informations acquises dans le cadre d'une configuration d'instrumentation donnée. Le principe de la surveillance utilisant un modèle peut être séparé en deux étapes principales: génération de résidus et la localisation des défauts. Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller. Pour cette raison. L'utilisation des techniques de redondance analytique repose sur la disponibilité d'un modèle de connaissance ou de représentation, où augmente fortement l'ordre de la redondance et pour conséquences d'augmenter la fiabilité et la sûreté d'un système de détection [59].

I.7.2.4 Diagnostic par estimation paramétrique

Quand la structure du modèle est connue, la détection et la localisation des défauts peuvent être effectuées en utilisant des techniques d'identification. L'idée de base consiste à estimer les paramètres du système en temps réel et de les comparer aux paramètres non affectés par les défauts. Le diagnostic par identification paramétrique est un autre moyen pour détecter des défaillances dans les systèmes physiques via une approche modèle. Dans ce cas, les estimations de paramètres internes du modèle analytique (sain ou défaillant) qui sont utilisées pour générer les résidus nécessaires à la détection. Ainsi, en cas de défaillance, les variations observées sur les paramètres, par rapport à leurs valeurs théoriques ou nominales), sont utilisées pour diagnostiquer le défaut [27].

I.8 Position du problème à résoudre

Les études statistiques effectuées ont démontré que les défauts les plus fréquents sont les défauts électriques (statoriques et rotoriques) qui représentent entre 70% et 80% des défauts, où les grandeurs indicatrices les plus représentatives des défauts électriques sont: les courants statoriques, les tensions d'alimentation et la vitesse de rotation ; à travers lesquels on choisit le modèle à développer pour déterminer ses paramètres et vérifier sa validité. Le diagnostic doit être constitué

des systèmes de protections et de maintenance fiables car la panne dans la machine, peut conduire à l'arrêt inévitablement. Pour remédier ce problème le diagnostic est un élément principal qui permet la détection du défaut et l'identification de son origine et prévention des risques en système électromécanique. Notre recherche repose en évidence principalement sur le diagnostic des défaillances de la machines asynchrone. Le présent travail sera consacré à l'élaboration de deux modèles : un modèle multi-enroulement à cage d'écureuil pour simuler les cassures des barres et un modèle triphasé pour simuler les courts-circuits entre spires. En effet, on utilise la méthode sans modèle qui est basée sur l'extraction d'informations par le traitement des signaux (signal du courant). Ceci peut fournir des informations significatives sur les défauts à savoir: l'analyse spectrale, l'ondelette continue et discrète, valeur efficace, vecteur de Park. D'autre part, on utilise des méthodes à base de modèle analytique qui assure le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine pour la détection des défaillances par comparaison de l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel à savoir : l'espace de parité, et l'intelligence artificiels pour la détection et la localisation des défauts à savoir : les réseaux de neurones, la logique floue qui permettent le suivi du comportement de fonctionnement de la machine en cas sain et d'anomalie

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents éléments constituant la machine asynchrone, ainsi que les défauts les plus fréquents dans la machine. Les défauts sont classés principalement en deux groupes: les défauts électriques et défauts mécaniques. Les défauts électriques incluent les défauts rotoriques et défauts statoriques, mais les défauts mécaniques incluent les défauts de roulement, l'excentricité de l'entrefer. En outre, ce chapitre présente également certaines techniques avancées pouvant être utilisées pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone. Dans le prochain chapitre nous présentons les modèles permettant d'étudier le comportement de la machine dans les différents modes de conditions de fonctionnement (sains et défaillants) de l'ensemble convertisseur-moteur.

Chapitre II

Modélisation et simulation de l'ensemble
convertisseur-machine en présence des
défauts

II.1 Introduction

L'utilisation de moteurs électriques augmente rapidement dans une grande variété d'applications industrielles. Néanmoins, la prolifération de perturbations en machines électriques est due à un nombre croissant de défaillances présents dans le stator et le rotor. Par conséquent, la demande des méthodes de la détection de défauts fiables pour les machines électriques est en constante augmentation, où la modélisation et la simulation des machines asynchrones, c'est un cas principal en domaine de diagnostic, ainsi que pour la surveillance de la machine dans le cas de disfonctionnement. Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle général de la machine asynchrone à cage d'écuriel basé sur le modèle « multi-enroulements » pour simuler les défauts rotoriques comme les cassures des barres. Puis, en utilisant le modèle triphasé pour simuler les défauts statoriques de type court circuit entre spires. En effet on a deux cas d'études :

- La machine alimentée directement par le réseau triphasé équilibré.
- La machine alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux par la technique MLI.

II.2 Modélisation de l'ensemble convertisseur-machine

L'ensemble convertisseur-machine représenté dans la figure. II.1 est constitué essentiellement d'une source d'alimentation continue (un pont redresseur à diode suivi d'un filtre comportant une inductance et d'une capacité, ainsi que d'un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) ; ce dernier alimente un moteur asynchrone triphasé.

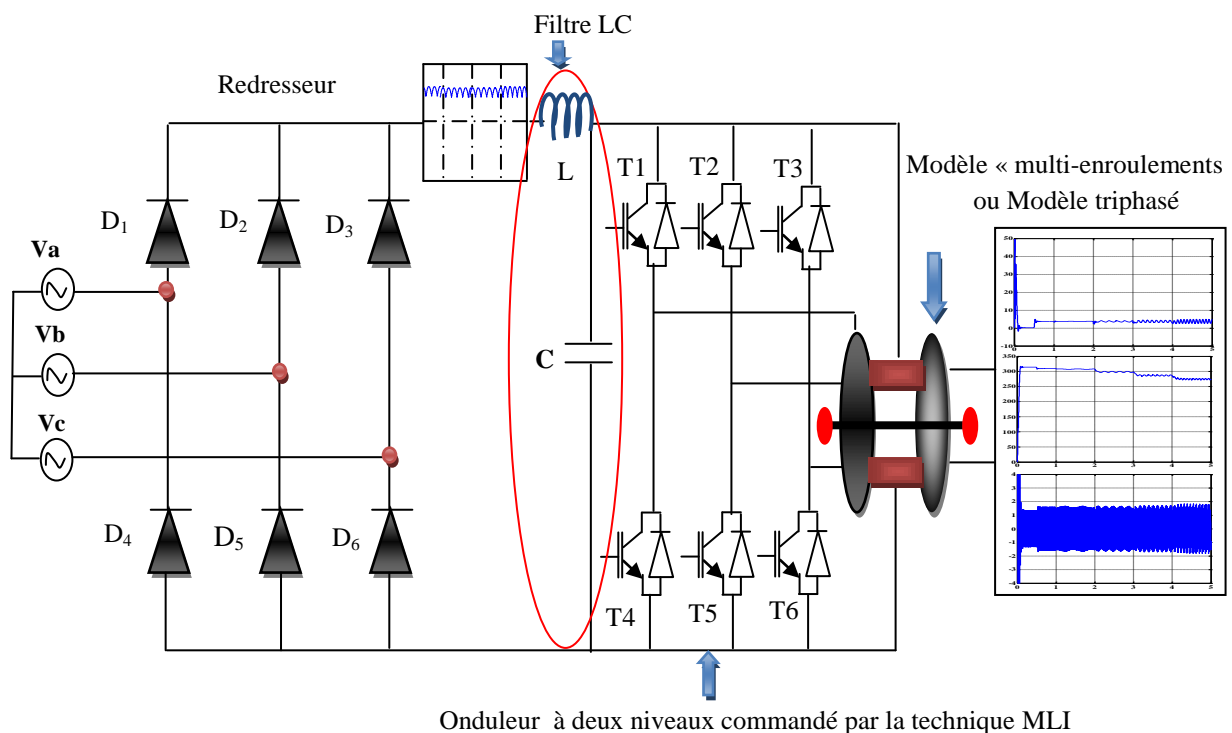


Figure II.1 : Schéma de l'association convertisseur-machine asynchrone

II.3 Modèle multi enroulement de la machine asynchrone

L'objectif primordial est d'élaborer un modèle développé de la machine asynchrone pour mettre en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine (courants, vitesse, couple, ...). Il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine [8] [60].

- La perméabilité du fer est infinie;
- Le circuit magnétique n'est pas saturé;
- La machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

II.3.1 Calcul des inductances

II.3.1.1 Inductance statorique

Les enroulements statoriques triphasés sont à distribution idéale autour du périphérique de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale, Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement ($2\pi/3$). L'expression de FMM est donnée par la relation suivante [61] :

$$F_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s}{\pi p} i_s \cos(p\theta) \quad (\text{II.1})$$

Avec

N_s : nombre de spires statoriques par phase;

P : nombre de paires de pôles;

θ : angle électrique décrivant une position dans l'espace.

L'induction maximale dans l'entrefer est :

$$B_{\max} = \mu_0 \frac{N_s I_s}{2pe} \quad (\text{II.2})$$

Avec

e : entrefer [m] ;

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$: Perméabilité magnétique du vide [H.m^{-1}].

La décomposition de l'expression de l'induction en série de Fourier fournit la fondamentale

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{e p \pi} \cos(p.\theta) \quad (\text{II.3})$$

Le flux magnétique dans l'entrefer est donné par l'expression :

$$\Phi_s(\theta) = \iint B_s ds = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R I_s \quad (\text{II.4})$$

Le flux principal de l'enroulement statorique s'écrit:

$$\Phi_{sp} = N_s \cdot \Phi_s = L_{sp} I_s \quad (\text{II.5})$$

L'inductance principale de la phase « n » donnée par [62][60] :

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2\pi} Rl \quad (II.6)$$

L'inductance cyclique L_{sc} :

$$L_{sc} = \frac{3}{2}L_{sp} + L_{sf} = \frac{6\mu_0 N_s^2 Rl}{ep^2\pi} + L_{sf} \quad (II.7)$$

Les inductances mutuelles propres entre les trois phases sont données par l'équation :

$$M_s = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (II.8)$$

II.3.1.2 Inductance rotorique

La figure II.2 montre l'allure de l'induction magnétique en fonction de θ_r , supposé radial par une maille rotorique dans l'entrefer [63]

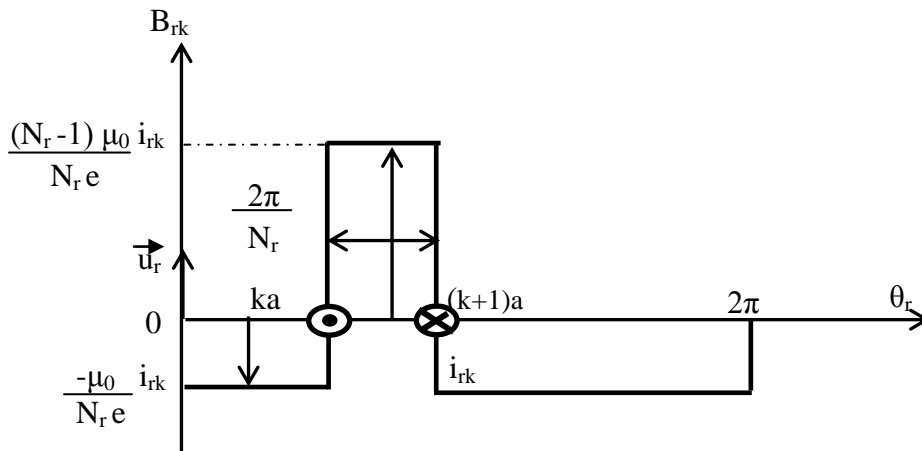


Figure II.2 : Induction magnétique produite par une maille rotorique [63]

Le rotor à cage est représenté par le schéma électrique équivalent dans la figure II.3. Le rotor est décomposé en circuits élémentaires (mailles) constitués de deux barres et de deux portions d'anneaux reliant chaque extrémité [24]

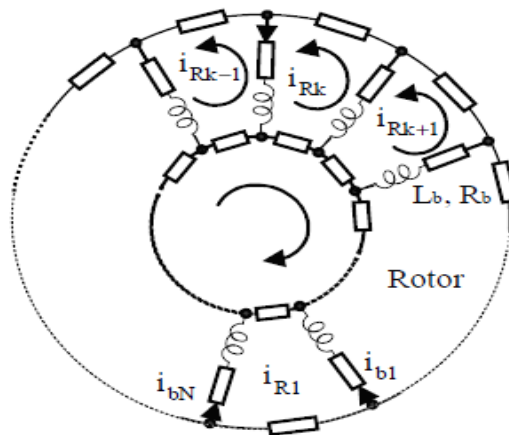


Figure II.3 : Structure du rotor [24]

L'inductance principale d'une maille rotorique est:

$$L_{rp} = \frac{L_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi Rl \quad (II.9)$$

L'inductance totale de la k maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux portions d'anneaux de court circuit, donnée par l'équation :

$$L_{rr} = L_{rp} + 2L_B + 2L_E \quad (\text{II.10})$$

L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes est exprimée par l'équation :

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi R l \quad (\text{II.11})$$

L'inductance mutuelle entre la k maille et les mailles adjacentes est donnée par:

$$\begin{cases} L_{(k+1)} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi R l - L_{b(k+1)} \\ L_{(k-1)} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi R l - L_{b(k-1)} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.3.1.3 Mutuelle inductance entre stator et rotor

L'induction produite par la bobine statorique de la phase n induit dans la maille rotorique "k", le flux exprimé par [64]:

$$\Phi_{smrk} = -\frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{e p} N_s I_s I_r \left[\sin\left(p\theta - m \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} \quad (\text{II.13})$$

La figure II.4 indique les bases géométriques de l'expression du flux mutuel entre l'enroulement d'une phase "n" au stator et un circuit élémentaire "k" au rotor.

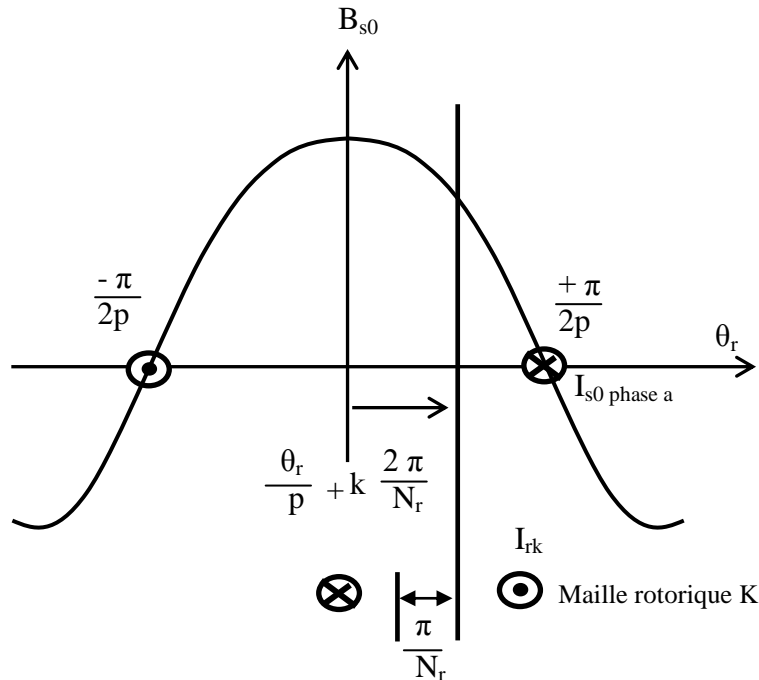


Figure II.4 : Position de la maille (k) par rapport à la bobine statorique de la phase "a" [63]

L'inductance mutuelle entre la phase "n" du stator et la k maille du rotor donné par la formule:

$$M_{smrk} = -M_{sr} \cos\left(\theta - m \frac{2\pi}{3} + ka\right) \quad (\text{II.14})$$

Où

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{ep^2} N_s R l \sin\left(\frac{a}{2}\right) \quad (\text{II.15})$$

Et $a = \frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux mailles rotorique.

Le tableau suivant, résume les expressions de toutes les inductances de la machine asynchrone :

Inductances	Expressions
L'inductance magnétisante d'une phase statorique	$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2\pi} Rl$
L'inductance mutuelle entre phases statoriques	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance cyclique statorique	$L_{sc} = \frac{3}{2}L_{sp} + L_{sf} = \frac{6\mu_0 N_s^2 Rl}{ep^2\pi} + L_{sf}$
L'inductance totale (propre) d'une phase statorique	$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s = L_{sp} + L_{sf}$
L'inductance magnétisante d'une maille rotorique	$L_{rp} = \frac{L_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi Rl$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes	$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi Rl$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes	$\begin{cases} L_{(k+1)} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi Rl - L_{b(k+1)} \\ L_{(k-1)} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi Rl - L_{b(k-1)} \end{cases}$
L'inductance mutuelle rotorique-statorique	$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{ep^2} N_s Rl \sin\left(\frac{a}{2}\right)$

Tableau II.1 : Représentation des expressions des inductances de la machine asynchrone

II.4 Mise en équations

Nous utilisons la transformation de Park pour passer des grandeurs triphasées statoriques (a,b,c) aux grandeurs diphasées (d,q). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor [29]. les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent alors :

II.4.1 Equations statoriques

Les équations de tension et du flux statorique sont exprimées par :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \\ [\Phi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [M_{sr}][I_{rk}] \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^t \\ [I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^t \end{cases} \quad (II.17)$$

$$[I_{rk}] = [I_{r0} \ I_{r1} \ \dots \ I_{r(N_r-1)}]^t$$

$$[\Phi_{abc}] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^t$$

La matrice des résistances statoriques est :

$$[R_S] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques est donnée par :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_{sp} + L_{sf} & M_s & M_s \\ M_s & L_{sp} + L_{sf} & M_s \\ M_s & M_s & L_{sp} + L_{sf} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques s'écrit

$$[M_{SR}] = \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka) & \dots \\ \dots & -M_{sr}(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}) & \dots \\ \dots & -M_{sr}(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}) & \dots \end{bmatrix}$$

Où $k=0,1,2, \dots, N_r-1$

I.4.2 Equations rotoriques

Le modèle multi-enroulement, permet de mieux se rapprocher de la structure réelle de la cage rotorique. Le rotor à cage est représenté par la figure II.5.

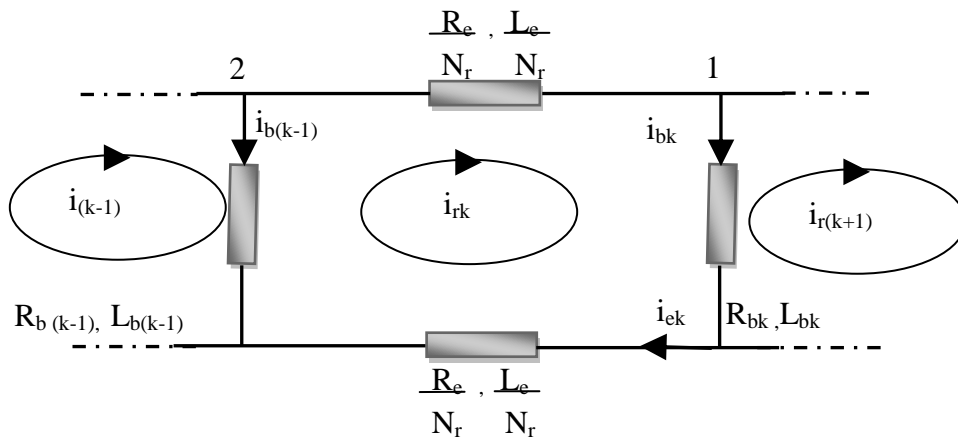


Figure II.5: Schéma équivalent d'une maille rotorique [65]

Où:

i_{rk} : Représente le courant de maille K, i_{bk} : le courant de la barre K.

Pour le nœud n° 1 :

$$i_{bk} = i_{rk} - i_{r(k+1)} \quad (II.18)$$

Pour le nœud n° 2 :

$$i_{b(k-1)} = i_{r(k-1)} - i_{rk} \quad (II.19)$$

L'équation électrique de la tension relative pour une maille 'k' rotorique écrite sous la forme:

$$0 = \frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} i_{ek} + R_{bk} i_{bk} + \frac{d}{dt} \Phi_{rk} \quad (II.20)$$

Le flux totale Φ_{rk} dans la maille rotorique est donné par:

- Le flux principal :

$$\Phi_{rp} = L_{rp} I_{rk}$$

- Le flux mutuel avec le rotor

$$\Phi_{sr} = M_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) : \cos(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}) : \cos(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}) : \right]$$

- L'équation (II.20) devient comme suit :

$$0 = R_{bk} I_{r(k-1)} + (2 \frac{R_e}{N_r} R_{b(k-1)} + R_{bk}) I_{rk} - R_{bk} I_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} I_e + \frac{d}{dt} \Phi_{rk}$$

Où :

$$\Phi_{rk} = (L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + R_{bk}) I_{rk} - M_{sr} \sum_{j=0}^{N_r-1} I_{rj} - L_p (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - M_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) : \cos(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}) : \cos(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}) : \right] [I_{abc}] \quad (II.21)$$

Avec $k=0, \dots, N_r-1$

Le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de court-circuit :

$$0 = \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{dI_{rk}}{dt} - L_e \frac{dI_e}{dt} - (R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk}) \quad (II.22)$$

De la même façon on utilise les équations de $I_{e(k)}$ et $I_{r(k)}$ et on trouve

$$0 = \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} I_{rk} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} I_{rk} - L_e \frac{dI_e}{dt} - R_e I_e \quad (II.23)$$

II.4.3 Equation d'état de la machine

Écrivant maintenant l'équation globale des tensions du système [67]:

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + [I] \frac{d}{dt} [L] \quad (II.24)$$

Avec

$[V] = [v_a v_b v_c : 0 0 \dots 0 : 0]^t$: Le vecteur global des tensions (N_r+4). Il contient, les trois tensions statoriques et les N_r tensions des mailles rotoriques, ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

$[I] = [i_a i_b i_c : i_{r0} i_{r1} \dots i_{rk} \dots i_{r(N_r-1)} 0 : i_e]^t$: Le vecteur global des courants (N_r+4). Il contient les trois courants statoriques et les N_r courants des mailles rotoriques, ainsi que le courant de l'anneau de court-circuit.

La matrice globale des résistances est :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & \vdots & [0] \\ \dots & \ddots & \dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix}$$

$[R_r]$: La matrice des résistances rotoriques est donnée par

$$[R_r] = \begin{pmatrix} R_{b0} + R_{b(N_r-1)} + 2 R_e/N_r & -R_{bk} & \dots & \dots & -R_{b(N_r-1)} & \vdots & R_e/N_r \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & -R_{r(k-1)} & R_{b0} + R_{r(N_r-1)} + 2 R_e/N_r & -R_{bk} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_{b(N_r-1)} & \dots & \dots & -R_{b(N_r-2)} & R_{b(N_r-1)} + R_{b(N_r-2)} + 2 R_e/N_r & \vdots & R_e/N_r \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_e/N_r & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_e/N_r & R_e \end{pmatrix}$$

La matrice globale des inductances est donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & \vdots & [M_{sr}] \\ \dots & \ddots & \dots \\ [M_{sr}] & \vdots & [L_r] \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{rp} + 2R_{rb} + 2 L_e/N_r & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & -R_{r(N_r-1)} & \vdots & R_e/N_r \\ M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2R_{rb} + 2 L_e/N_r & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_{b(N_r-1)} & M_{rr} & \dots & -R_{r(N_r-1)} & L_{rp} + 2R_{rb} + 2 L_e/N_r & \vdots & R_e/N_r \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_e/N_r & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_e/N_r & R_e \end{pmatrix}$$

$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \ddots & \dots \\ \frac{d[M_{sr}]}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix}, \text{ dérivée de la matrice globale des inductances.}$$

On remarque que la matrice $[M_{sr}]$ dépend du temps, ce qui nécessite l'inversion de la matrice inductance $[L_r]$, de dimension N_r+4 , à chaque pas de calcul. Pour rendre cette matrice constante,

on applique la transformation de Park sur les équations de tensions statoriques. Le repère de Park doit être lié au rotor [60].

La matrice de Park modifiée est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

La matrice globale de Park de dimension $(N_r+4) \times (N_r+4)$ est définie par

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^t & \vdots & [1] \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

[1] : est la matrice identité de dimension $(N_r+4) \times (N_r+4)$.

Sachant que :

$$[V] = [T][V_{tr}] \quad \text{avec } [V_{tr}] = [v_{0s} v_{sd} v_{qs} : 0 \ 0 \ \dots \ 0 : 0]^t$$

$$[I] = [T][I_{tr}] \quad \text{avec } [I] = [i_{0s} i_{sd} i_{sq} : i_{r0} i_{r1} \dots i_{rk} \ \dots i_{r(N_r-1)} \ 0 : i_e]^t$$

$$\text{Et } \begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\omega_s - \omega_r)t \\ V_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\omega_s - \omega_r)t \end{cases}$$

L'équation (II.23) devient :

$$[T][V_{tr}] = [R][T][I_{tr}] + [L]^{-1} \frac{d[T][I_{tr}]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} [T][I_{tr}] \quad (\text{II.27})$$

$$[V_{tr}] = \underbrace{([T]^{-1}[R][T])}_K + \underbrace{[T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt}}_M + \underbrace{[T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T]}_N [I_{tr}] + \underbrace{[T]^{-1}[L][T]}_R \frac{d[I_{tr}]}{dt}$$

Les termes A, B et C sont donnés par :

$$K = [T]^{-1}[R][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[R_s][P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0] & \vdots & [1] \end{bmatrix}$$

$$M = [T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}]^t \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix}$$

$$N = [T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [P(\theta)]^t \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{d[P(\theta)]}{dt} [M_{sr}]^t & \vdots & [0] \end{bmatrix}$$

$$R = [T]^{-1}[L][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s][P(\theta)] & \vdots & [P(\theta)]^{-1}[M_{sr}] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}]^t[P(\theta)] & \vdots & [L_r] \end{bmatrix}$$

La mise en équation du modèle de la machine conduit à un système complet de dimension N_r+4 ;

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{0s} \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{tr}] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \dots \\ I_{r1} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \\ I_e \end{bmatrix} + [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \dots \\ I_{r1} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

$[L_{tr}]$ et $[R_{tr}]$ sont les matrices globales des résistances et des inductances après la transformation de Park.

La matrice $[L_{tr}]$ est donnée par :

$$[L_{tr}] = \begin{pmatrix} L_s + 2M_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 & \vdots & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \cos(a) & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \cos((N_r-1)a) & \vdots & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 & \vdots & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sin(a) & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sin((N_r-1)a) & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} & 0 & \vdots & L_{rp} + 2R_{rb} + 2L_e/N_r & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & L_e/N_r \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \cos(a) & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sin(a) & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2R_{rb} + 2L_e/N_r & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \cos((N_r-1)a) & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sin((N_r-1)a) & \vdots & M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2R_{rb} + 2L_e/N_r & L_e/N_r \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & -R_e/N_r & \dots & \dots & \dots & -R_e/N_r & L_e \end{pmatrix}$$

La matrice $[R_{tr}]$ est donnée par :

$$[R_{tr}] = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & r_s & \omega_r(L_s - M_s) & \vdots & 0 & -\omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sin(a) & \dots & -\omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \cos((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ 0 & \omega_r(L_s - M_s) & r_s & \vdots & \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} & \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \cos(a) & \dots & \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sin((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & R_{b0} + R_{b(N_r - 1)} + 2 R_e / N_r & R_{b0} & -R_{b(N_r - 1)} & \dots & M_{rr} - L_b & R_e / N_r \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & 0 & -R_{b(N_r - 1)} & R_{b0} + R_{b(N_r - 1)} + 2 R_e / N_r & -R_{bk} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & -R_{b(N_r - 1)} & 0 & \dots & -R_{b(N_r - 2)} & -R_{(N_r - 1)} + R_{b(N_r - 2)} + 2 R_e / N_r & R_e / N_r \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & -R_e / N_r & \dots & \dots & \dots & -R_e / N_r & R_e \end{pmatrix}$$

A ces équations, on ajoute les équations électromécaniques (II.28) et (II.29) afin d'avoir la vitesse électrique de rotation et la position θ_r du rotor

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{j} (C_{em} - C_r - k_0 \Omega_r) \quad (II.29)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \Omega_r \quad (II.30)$$

II.4.4 Equation du couple électromagnétique

les expressions des composantes biphasées Φ_{ds} , Φ_{qs} et du flux statorique sont données par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{0sdq} \\ \Phi_{kr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0dqs} \\ I_{kr} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{0dqs} \\ \Phi_{kr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] [P(\theta)] [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^t [P(\theta)] [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0dqs} \\ I_{kr} \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

Après le calcul on obtient :

$$\Phi_{0s} = (L_s + 2M_s) i_{0s}$$

$$\Phi_{ds} = (L_s - 2M_s) i_{ds} + \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos(ka)$$

$$\Phi_{qs} = (L_s - 2M_s) i_{qs} + \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin(ka)$$

Pour un moteur alimenté par une source triphasée, la puissance instantanée s'écrit :

$$P_s(t) = [V_{acb}]^t [i_{abc}] = ([P(\theta)][V_{odqs}])^t = [V_{odqs}]^t [i_{odqs}] \quad (\text{II.33})$$

Les équations de tensions dans un repère lié au rotor sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_r \psi_{ds} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_r \psi_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant les tensions V_{ds} et V_{qs} dans l'expression (II.32), on obtient :

$$P_{sa}(t) = r_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \left(i_{ds} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right) + \omega_r (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.35})$$

La puissance électromagnétique transmise au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant, donc le couple électromagnétique est :

$$C_e = P(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.36})$$

En remplaçant Φ_{ds} , Φ_{qs} par leurs expressions, on obtient

$$C_e = \sqrt{\frac{3}{2}} P L_{sr} \left\{ i_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos(ka) - i_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin(ka) \right\} \quad (\text{II.37})$$

II.5 Modèle équivalent de taille réduit de la machine asynchrone

La transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à N_r phases en un système (d, q). Nous pouvons définir un vecteur d'état $[X]$ qui, après l'application de cette matrice de transformation, donnera [68]:

$$[X_{odqs}] = [T(\theta_s)][X_{abcs}] \Leftrightarrow [X_{abcs}] = [T(\theta_s)]^{-1}[X_{odqs}]$$

$$[X_{odqs}] = [T_{3N_r}(\theta_r)][X_{abcr}] \Leftrightarrow [X_{rk}] = [T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1}[X_{odqr}]$$

Soit la partie statorique :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_{rk}] \} \quad (\text{II.38})$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] = & \{ [T(\theta_s)][R_s][T(\theta_s)]^{-1} \} [i_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [i_{odqs}] \\ & + \{ [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} \} [i_{odqs}] + \left\{ [T(\theta_s)][M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{odqs}] \\ & + \left\{ [T(\theta_s)][M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \right\} [i_{odqs}] \end{aligned}$$

Pour la partie rotorique :

$$[V_r] = [R_r][i_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_s] \}$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned}
 [V_{odqr}] = & \{[T(\theta_r)][R_r][T(\theta_r)]^{-1}\}[i_{odqr}] + \{[T(\theta_r)][L_r][T(\theta_r)]^{-1}\} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] \\
 & + \left\{ [T(\theta_r)][M_{sr}] \frac{d}{dt} [T(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] + \left\{ [T(\theta_r)] \frac{d}{dt} [M_{rs}][T(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{odqs}]
 \end{aligned}$$

En choisissant un référentiel lié au rotor, les relations angulaires peuvent s'écrire $\theta_s = \theta_r$ et $\theta_r = 0$.

Après simplifications, nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone [66],

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -N_r M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & N_r M_{sr}/2 & 0 \\ -3M_{sr}/2 & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \\
 \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -L_{sc}\omega_r & 0 & N_r M_{sr}\omega_r/2 & 0 \\ L_{sc}\omega_r & R_s & N_r M_{sr}\omega_r/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rdq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (II.39)
 \end{aligned}$$

Avec :

$$L_{rc} = L_{rp} M_{rr} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_e(1 - \cos(a)) \quad (II.40)$$

$$R_{rdq} = \frac{2R_e}{N_r} + 2R_b(1 - \cos(a)) \quad (II.41)$$

Après l'établissement du modèle de la machine asynchrone en tenant compte la structure du rotor sans défaut, on procède à la prise en compte dans le modèle le défaut de type cassure des barres. Pour cassure des barres, il faut augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre en défaut d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit proche de zéro en régime permanent. La structure du circuit électrique rotorique n'est pas modifiée car nous considérons, dans ce type de modélisation, qu'une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique [7]. Pour cela la matrice $[R_r]$ doit être modifiée. La matrice de défaut rotorique s'écrit :

$$[R_{rf}] = [R_f] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & R_{bk} & -R_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -R_{bk} & R_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

La matrice résistance dans le repère (d, q) est :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix}$$

Où les quatre termes de cette matrice sont [70] :

$$\begin{aligned}
 R_{rdd} &= 2R_b(1 - \cos(a)) + \frac{2L_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{bkf} (1 - \cos(2k - 1)a) \\
 R_{rdq} &= -\frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{bkf} \sin(2k - 1)a \\
 R_{rqd} &= -\frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{bkf} \sin(2k - 1)a \\
 R_{rqq} &= 2R_b(1 - \cos(a)) + \frac{2L_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos(a)) \sum_k R_{bkf} (1 + \cos(2k - 1)a)
 \end{aligned} \tag{II.43}$$

Où

k : L'indice caractérise la barre cassée, R_{bkf} : résistance d'une barre rotorique cassée.

Après l'application de la transformation généralisée sur l'expression du couple, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot N_r \cdot M_{sr} (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \tag{II.44}$$

Le modèle (II.39) de la machine est maintenant réduit, la taille de modèle est cinq. La matrice inductance s'écrit sous la forme:

$$L = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -N_r M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & N_r M_{sr}/2 & 0 \\ -3M_{sr}/2 & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \quad B = [L]^{-1}$$

La matrice d'état A du système peut s'écrire sous la forme: $A = A_1 + \omega_r A_2$

Avec

$$A_1 = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rdq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -L_{sc} & 0 & \frac{N_r M_{sr}}{2} & 0 \\ L_{sc} & 0 & \frac{-N_r M_{sr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

II.6 Résultats de simulation

Le modèle multi- enroulements permet de représenter l'évolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone (courant statorique, courant dans les barres rotoriques, le couple et la vitesse de rotation) ; Après avoir déterminé le modèle, on utilise le logiciel MATLAB pour résoudre les équations différentielles et qui permet de mettre en évidence le comportement de la machine en boucle ouverte pour différentes conditions de fonctionnement : l'état sain et de défaut. La valeur de la résistance doit être bien déterminée (barre cassée comme $R_{bkf}=11 \cdot R_b$). Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A.

II.6.1 Résultat de simulation pour une machine saine

Pour la simulation du modèle multi- enroulements de la machine asynchrone à l'état sain, on applique à l'instant $t=0.5s$ un couple résistant 3.5 N.m et la machine est alimentée directement par le réseau triphasé équilibré. Les résultats sont illustrés par la figure II.6 :

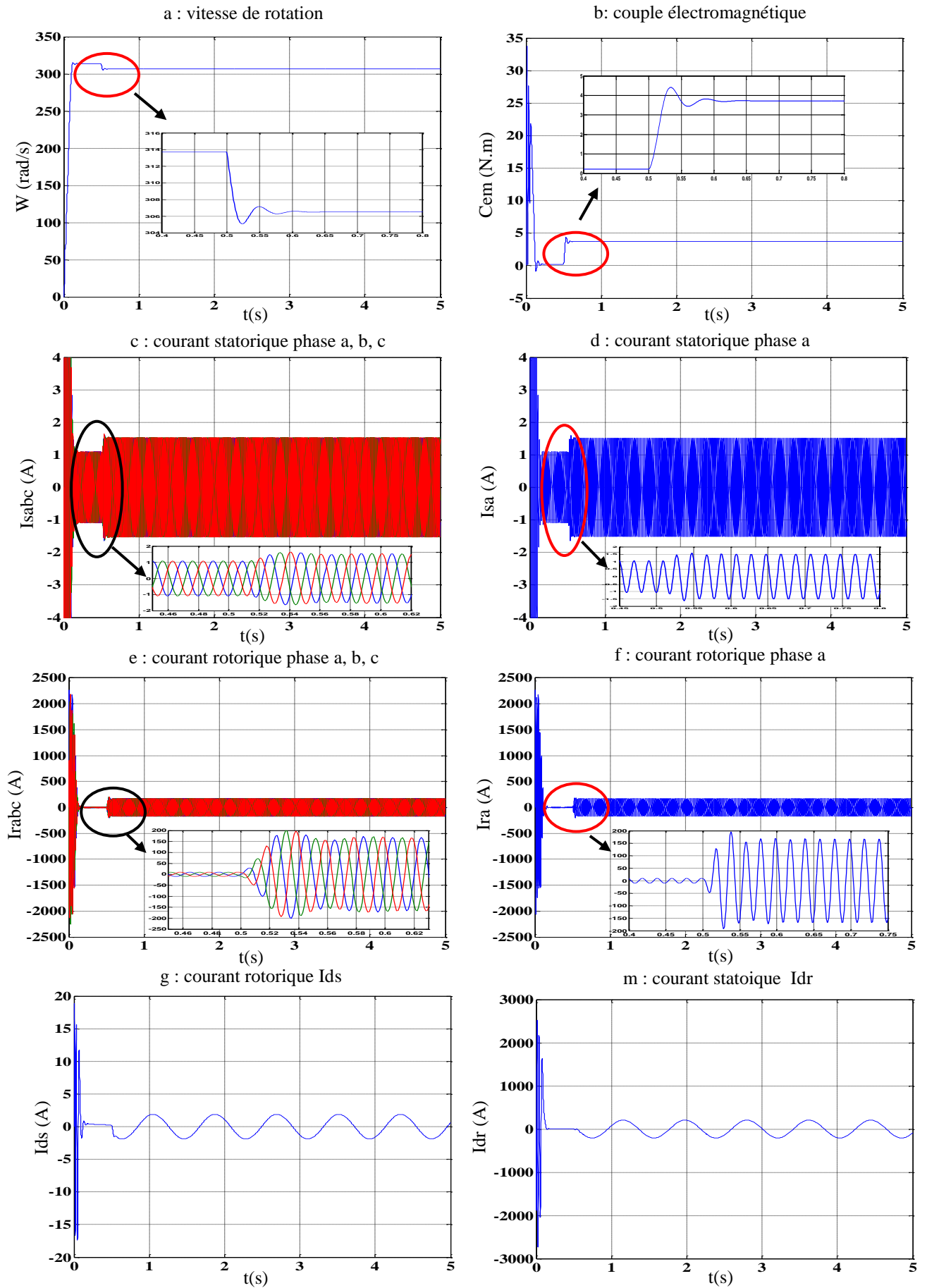


Figure II.6 : Simulation des grandeurs électriques et mécaniques de la machine à l'état sain

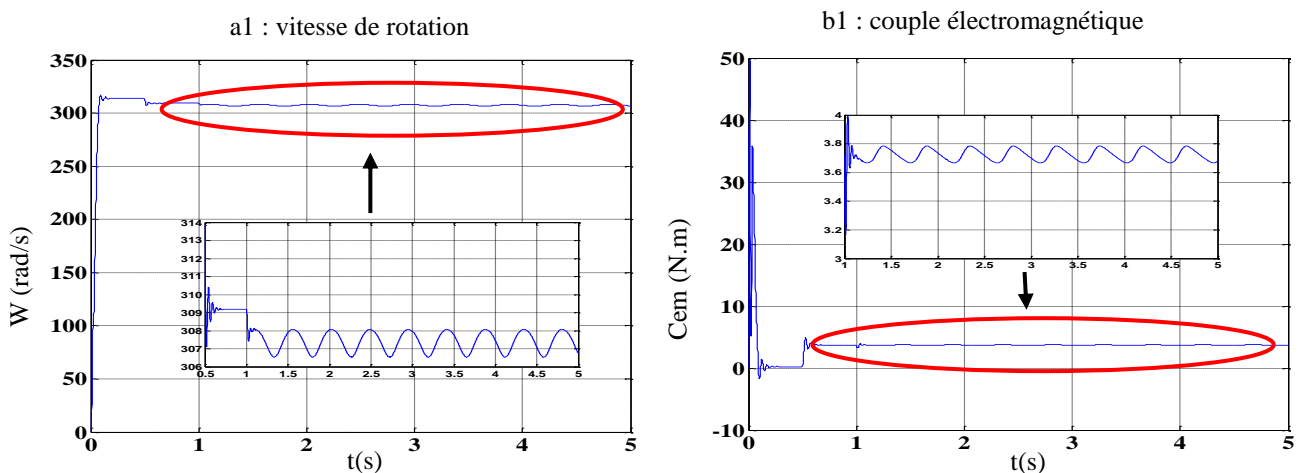
Pour observer et simuler le modèle multi-enroulement. La figure II.6 (a, b, c, e) montre respectivement l'évolution de la vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et le courant rotorique. Le démarrage de la machine s'effectue à vide à l'instant $t = 0.5$ s, on applique le couple résistant de 3.5 Nm. on remarque dans la figure II.6 (a) que la vitesse de rotation augmente rapidement et atteint sa valeur nominale 314 rad/s puis elle diminue après l'application du couple résistant et se stabilise à 306 rad/s (régime permanent). Figure II.6 (b) montre que le couple électromagnétique présente des ondulations qui peuvent atteindre une crête de 35 N.m, puis à $t = 0,5$ s se stabilise à la valeur du couple résistant. Figure II.6 (c) indique que le courant statorique phase 'a' augmente et approche à des oscillations d'amplitude maximale d'ordre $I_{sa} = 14.8$ A et après l'application du couple résistant se stabilise à la valeur de $I_{sa} = 1.5$ A, les courants rotoriques de la phase a, b, c donnée par la figure II.6 (e), ils peuvent atteindre jusqu'à 2260A en régime transitoire puis à $t = 0,5$ s se stabilise à la valeur 169 A. la figure II.6 (g,m) illustre les composantes du courant rotorique et statorique d'axe d, les deux courants présentent des oscillations en régime transitoire. Lors de l'application de la charge. I_{ds} , I_{dr} diminue à 0 A, tandis que en $t=0.5$ augmente et atteint une crête jusqu'à $I_{ds}=1.8$ A et $I_{dr}=184$ A.

II.6.2 Résultats de simulation de la machine en présence des défauts rotoriques

Dans ce cas, on présente les cassures de barres les plus fréquentes au niveau de rotor. Dans cette simulation, on va présenter les défauts rotoriques à l'instant : $t=1$ s pour cassure d'une barre, $t=2$ s pour cassure de deux barres, $t=3$ s pour cassures de trois barres, $t= 4$ s pour cassures de quatre barres adjacentes. On applique une charge $C_r=3.5$ N.m à $t=0.5$ s. La valeur de la résistance de la barre cassée sera considérée égale à onze (11) fois la valeur de la résistance initiale.

II.6.2.1 Défaut cassure d'une barre

Les résultats de simulation montrent à l'instant : $t=1$ s défaut de rotor : une barre cassée $N^0: 1$, voir figure II.7



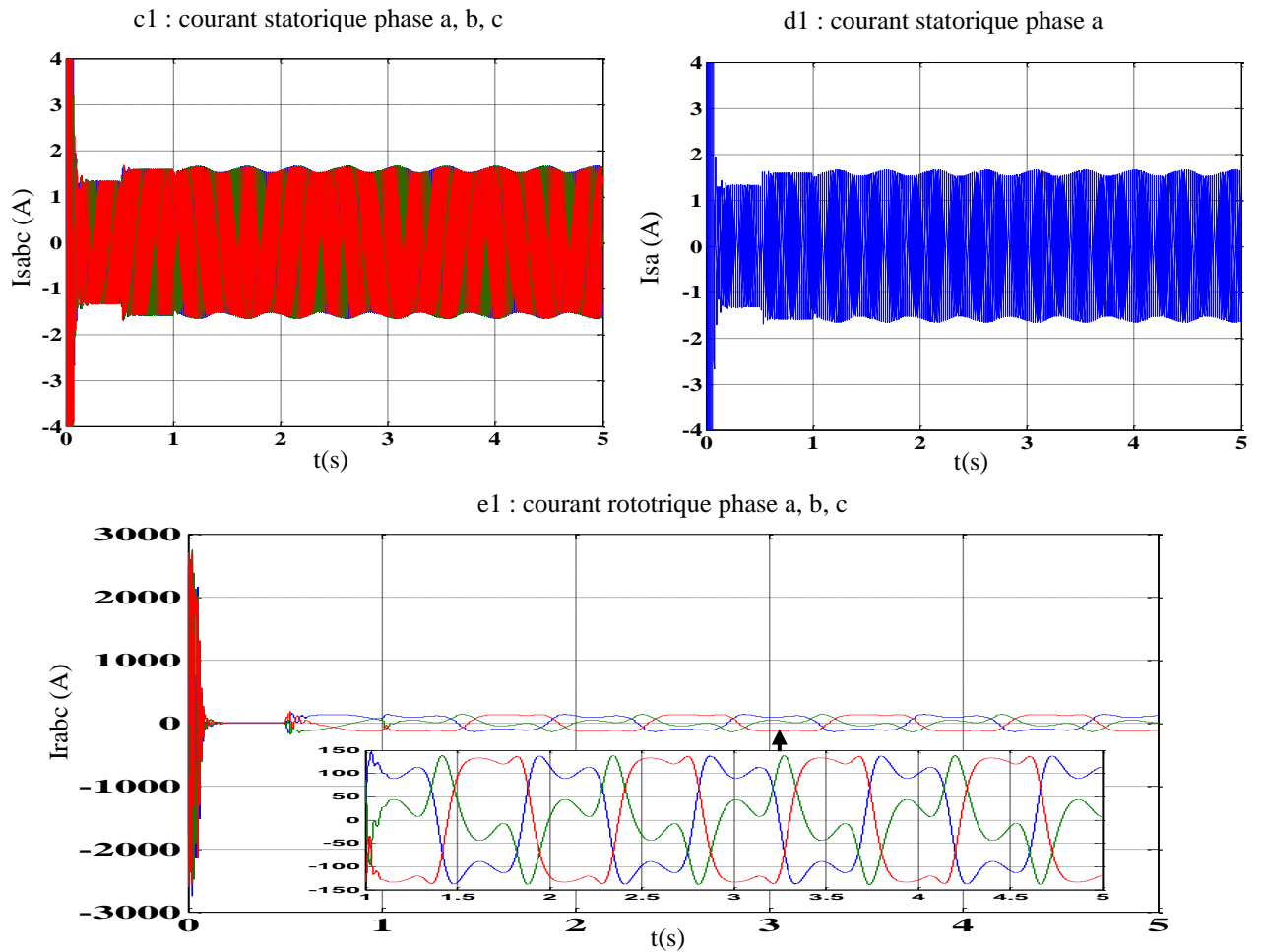
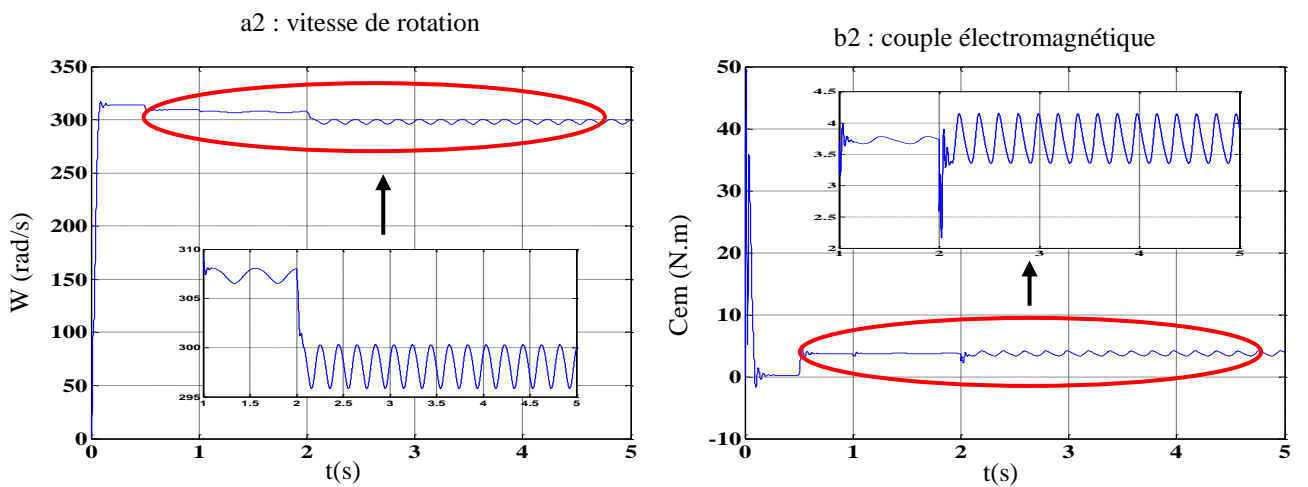


Figure II.7 : Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut d'une barre cassée

II.6.2.2 Défaut cassure de deux barres adjacentes

À l'instant : $t=2s$, on a créé les défauts de rotor : deux barres cassées adjacentes $N^0 : 1-2$ voir figure II.8.



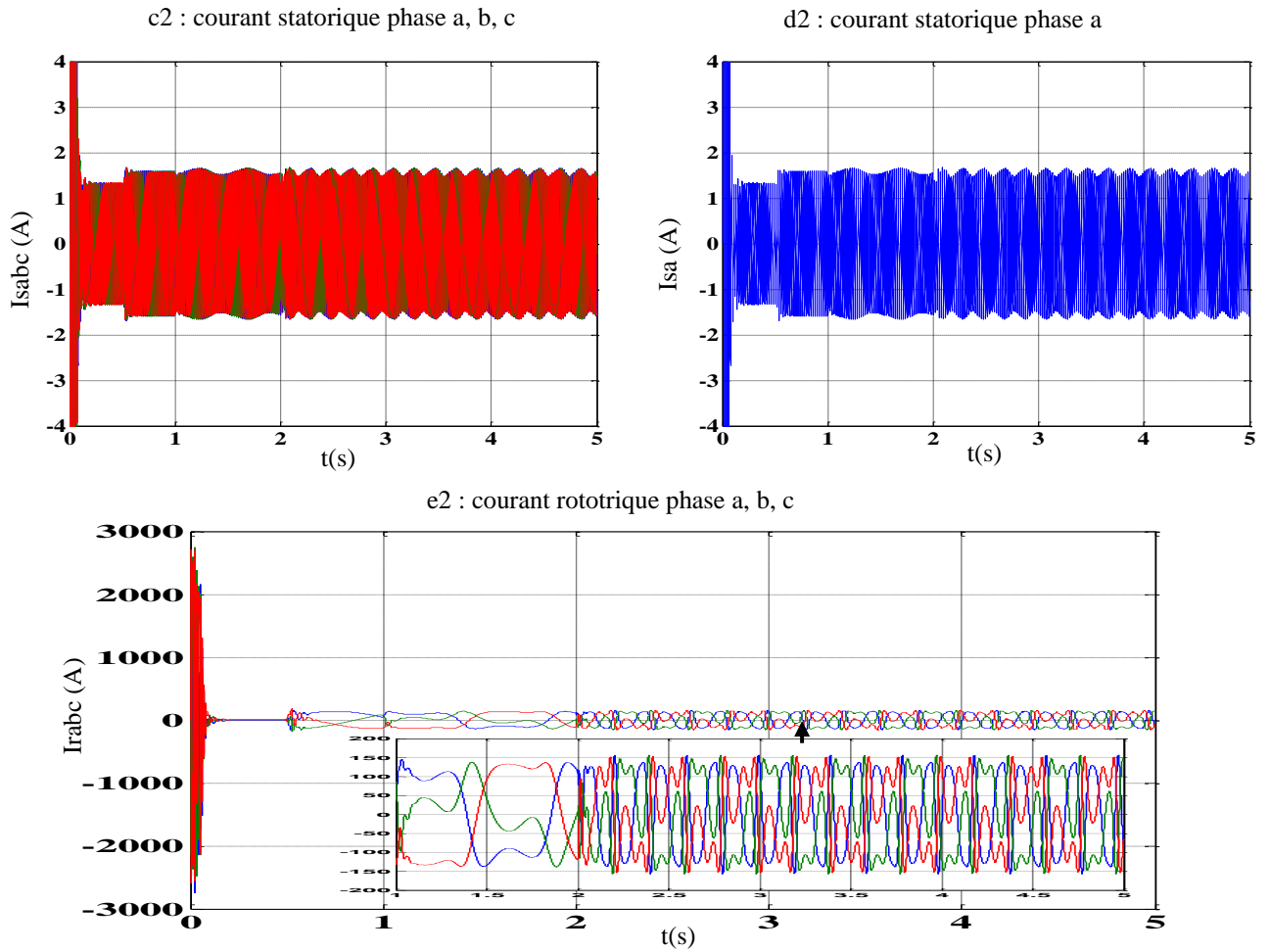
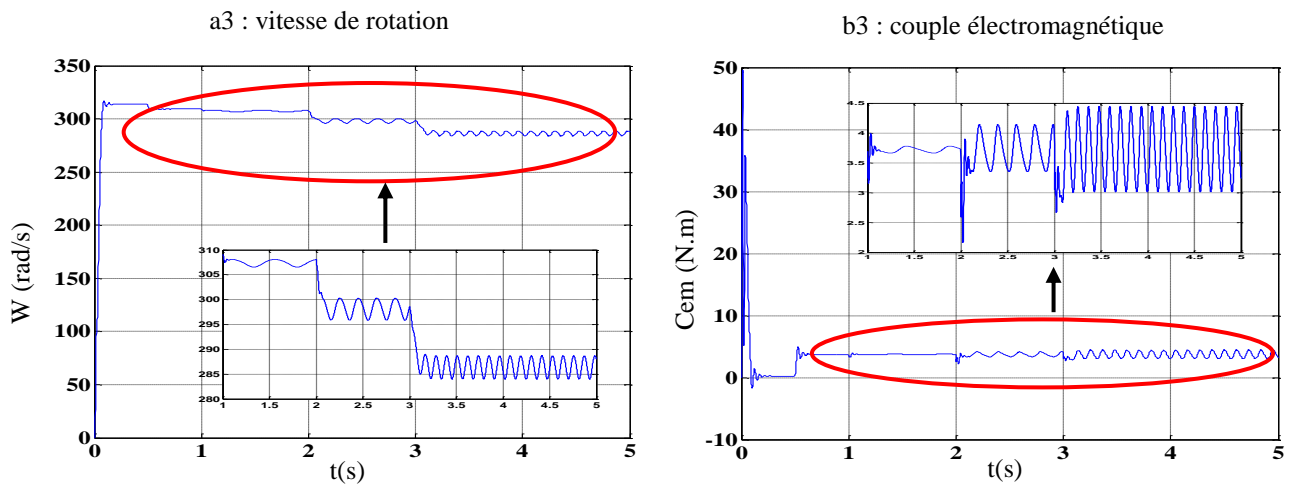


Figure II.8 : Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut de deux barres cassées adjacentes (a2): vitesse de rotation (b2): couple électromagnétique (c2): courant statorique de la phase a,b,c (d2): courant statorique de la phase a (e2): courant rotorique de la phase a,b,c

II.6.2.3 Défaut cassure de trois barres adjacentes

À l'instant : $t=3s$, on a crée les défauts de rotor type trois barres cassées adjacentes N^0 : 1- 2-3 voir figure II.9



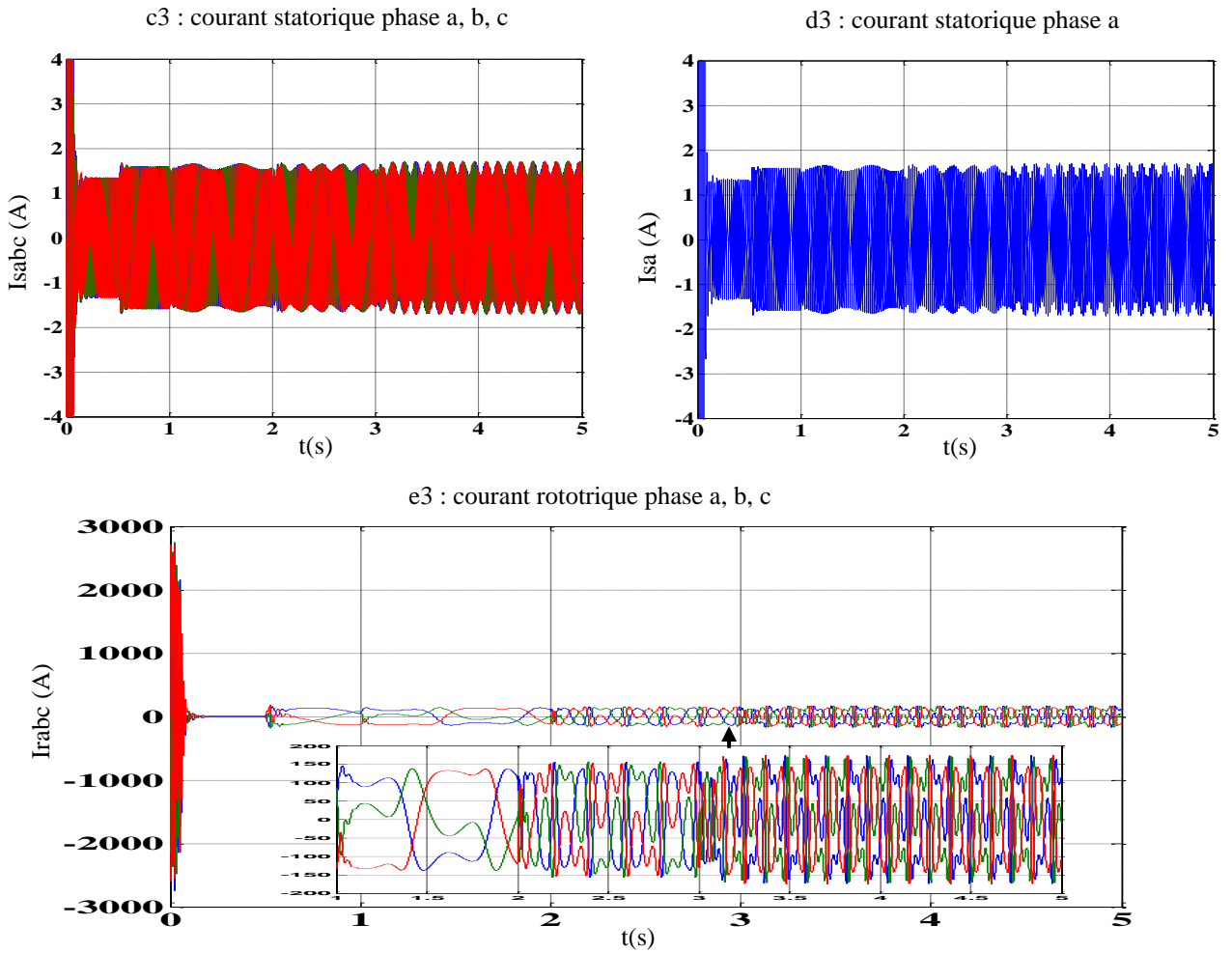
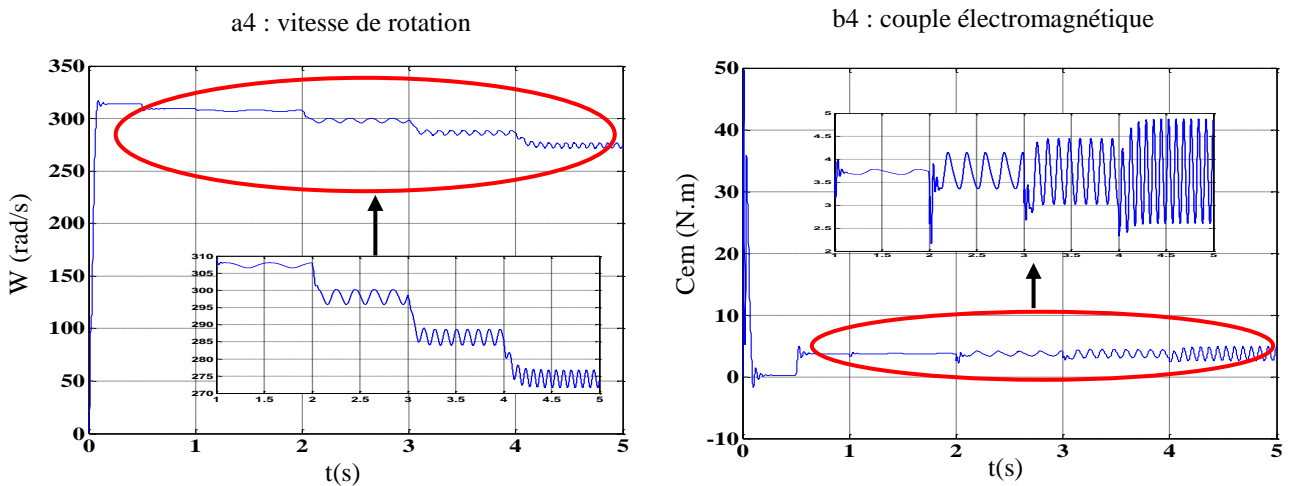


Figure II.9 : Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut de trois barres cassées adjacentes

II.6.2.4 Défaut cassure de quatre barres adjacentes

À l'instant $t=4s$, on a créé les défauts de rotor type quatre barres cassées adjacentes barre N^0 : 1-2-3-4 illustre par la figure II.10



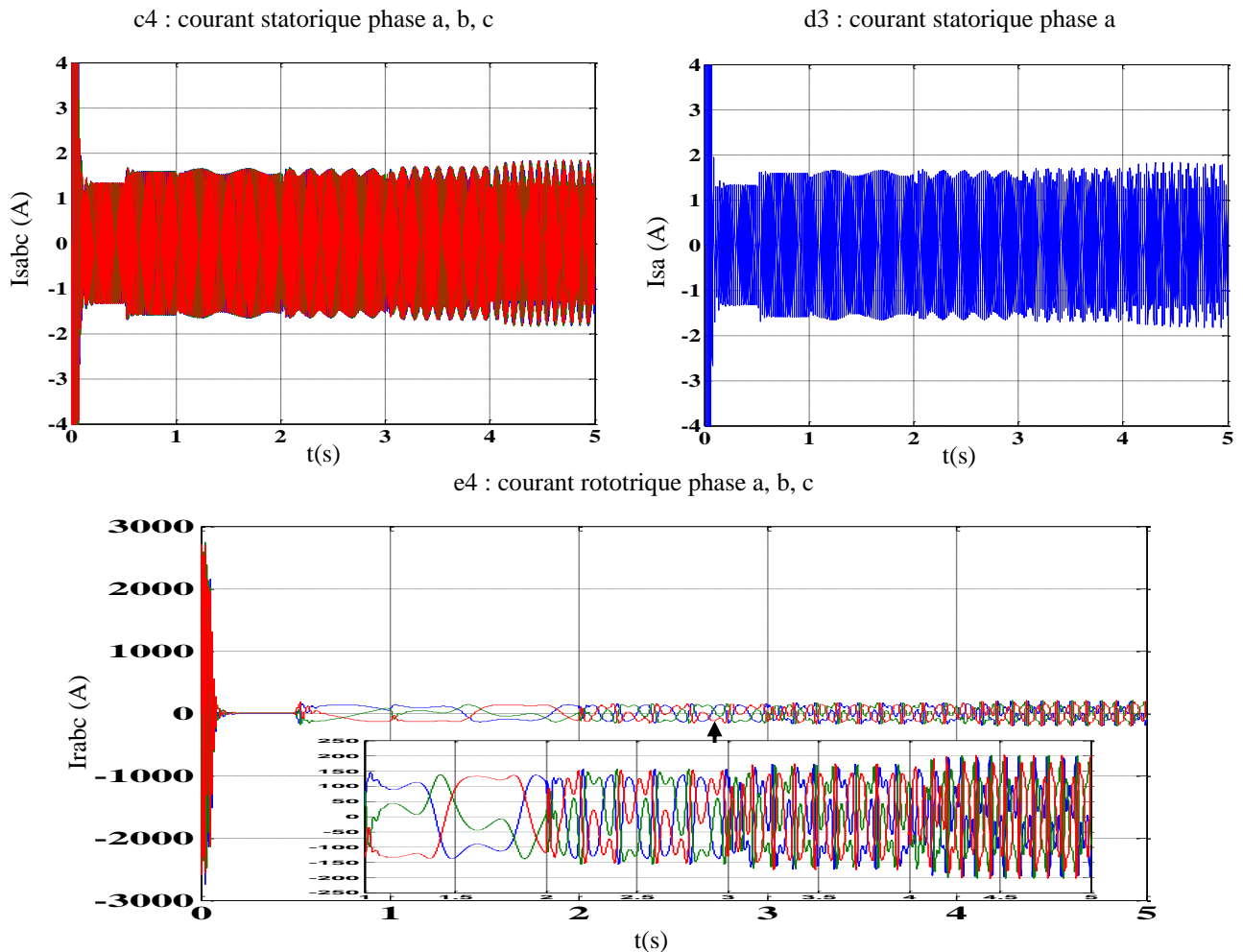


Figure II.10: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine en cas de défaut de quatre barres cassées adjacentes

Les figures II. (7, 8, 9, 10). Illustrent l'évolution de la vitesse, courant statorique et le couple électromagnétique lors des tentatives de cassure (une, deux, trois, et quatre barres), le démarrage s'effectue à vide. A partir de $t=0.5$ s on applique le couple résistant 3.5 N.m. on remarque que la vitesse de rotation diminue, le couple électromagnétique augmente et se stabilise au couple résistant. Le courant statorique augmente et atteint sa valeur nominale. Le défaut rotorique de type cassures des barres, aux instants $t=1$ s, $t=2$ s, $t=3$ s, $t=4$ s, on remarque que la vitesse de rotation diminue en raison de cassure des barres comme apparaît dans les figures II. (7 -a1-), (8 -a2-), (9- a3-), (10 -a4-) et le couple électromagnétique augmente avec des oscillations selon le nombre des barres cassées figures II. (7 -b1-), (8 -b2-), (9- b3-), (10 -b4-). Les courants des phases statoriques sont toujours déphasés de 120° . La modulation de l'enveloppe du courant statorique après les cassures des barres on note également l'augmentation de l'amplitude qui est proportionnelle au nombre des barres cassées, voir figures II. (7 -c1-), (8 -c2-), (9- c3-), (10 -c4-). La détérioration des courants rotoriques, et apparition des oscillations après cassure des barres comme illustrent les figures II. (7 -e1-), (8 -e2-), (9- e3-), (10 -e4-). Les influences des cassures des barres sur les

valeurs estimées de chaque grandeur (vitesse, couple et courant) sont résumés dans le tableau II.2 suivant :

Type de défaut et les grandeurs	Cassure d'une barres	Cassure de deux barres	Cassure de trois barres	Cassure de quatre barres
W (rad/s)	307.96	299.48	287.10	276.67
Cem (N.m)	3.79	4.02	4.46	4.91
Isabc (A)	1.71	1.78	1.8	1.82
Irabc (A)	131.31	155.55	173.73	206.06

Tableau II.2: Les valeurs estimées de chaque grandeur (vitesse, couple et courant statorique et rotorique)

II.7 Modélisation de la machine asynchrone en mode sain (modèle triphasé)

II.7.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel à base d'hypothèses simplificatrices suivantes:

- L'entrefer constant;
- L'effet des encoches négligé;
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer;
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante;
- Les pertes ferromagnétiques négligeables;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte;
- La constante des inductances propres.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure II.11, elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone [69].

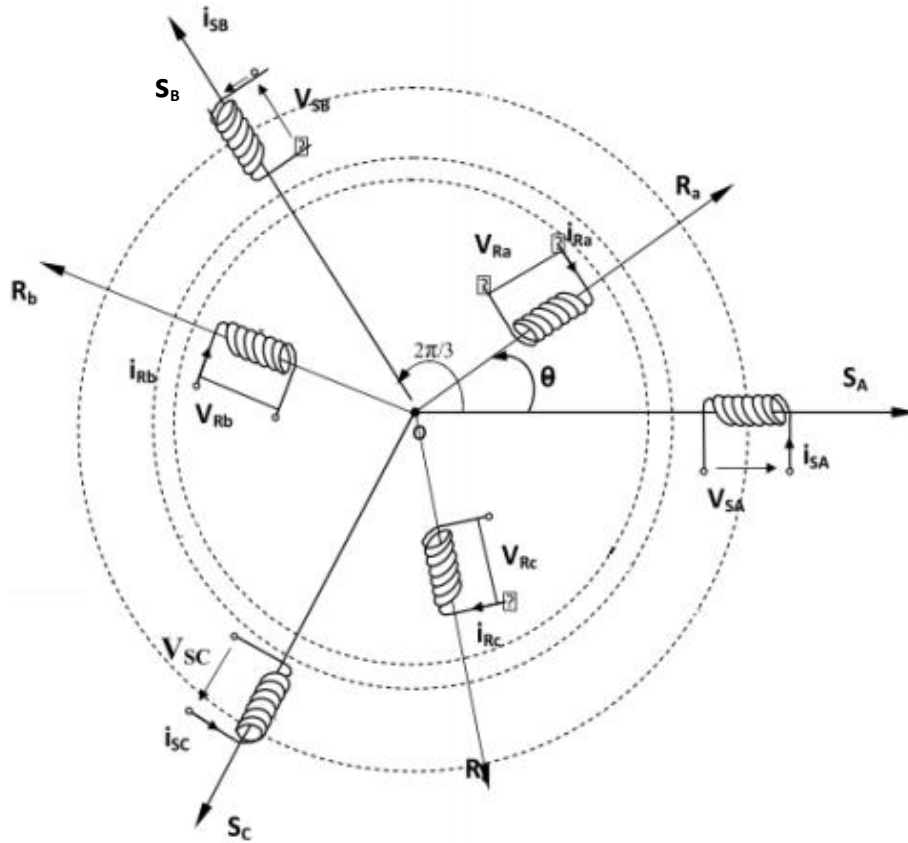


Figure II. 11 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique [69]

II.7.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone

Par application de la loi de Faraday à l'un de six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation:

$$V = R \cdot I + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.45})$$

La machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.46})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.48})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

$$[\Phi_s] = ([M_{ss}] + [L_s])[I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II.50})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + ([M_{rr}] + [L_r])[I_r] \quad (\text{II.51})$$

Les variables $[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$; $[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}$; $[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$

Les matrices suivantes représentent les tensions, les courants, et les flux au stator.

Les variables $[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$; $[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$

Les inductances sont données par les expressions suivantes:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

Avec :

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles. On écrit alors la matrice des résistances statoriques $[R_s]$:

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants, ils varient en fonction de l'angle « θ », position angulaire entre le rotor et le stator. Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance, dans l'approche qui suit une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle précédent afin de rendre l'ensemble calculable en ligne.

II.7.3 Définitions de la matrice de transformation

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donné par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelles variables ayant la même pulsation que les variables du stator.

Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire « θ » la transformation est donnée par la matrice suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale : $[T]^{-1} = [T]^T$

II.7.4 Transformation des équations du modèle triphasées

Considérant l'équation (II.50) en introduisant la matrice $[T]$ comme suit [29] [69]:

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.56})$$

Ceci conduit à :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{II.57})$$

Où :

$$[M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \quad (\text{II.58})$$

$$[I_r^s] = [T][I_r] \quad (\text{II.59})$$

Avec :

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} f_{sa}M & -f_{sa}\frac{M}{2} & -f_{sa}\frac{M}{2} \\ -f_{sb}\frac{M}{2} & f_{sb}M & -f_{sb}\frac{M}{2} \\ -f_{sc}\frac{M}{2} & -f_{sc}\frac{M}{2} & f_{sc}M \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ l'équation (II.51) on obtient :

$$[T][\Phi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.61})$$

Qui peut être réécrit :

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{II.62})$$

Où :

$$[M_{rs}^s] = [T][M_{rs}], \quad [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1}, \quad [\Phi_r^s] = [T][\Phi_r], \quad [I_r^s] = [T][I_r]$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaisantes :

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{II.63})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{II.64})$$

Considérant maintenant l'équation (II.48) :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$$

De manière équivalente, on a

$$[0] = [R_r][I_r][T][T]^{-1} + \frac{d}{dt} ([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.65})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ on obtient

$$[0] = [T][R_r][I_r][T][T]^{-1} + [T] \frac{d}{dt} ([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.66})$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T](\frac{d}{dt}([\Phi_r^s]) \frac{d}{dt}([T]^{-1}) + \frac{d}{dt}[\Phi_r^s]) \quad (\text{II.67})$$

Cette équation peut être écrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1-s)w_N[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + \frac{d}{dt}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.68})$$

Où :

$$[K_{rs}^{SP}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Les équations (II.46), (II.48), (II.50), (II.51) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1-s)w_N[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + \frac{d}{dt}[\Phi_r^s]$$

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s]$$

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s]$$

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. À partir de (II.62) nous

Obtenons :

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.70})$$

En substituant cette expression dans l'équation (II.68), on obtient

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + w[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + \frac{d}{dt}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.71})$$

Ce qui est équivalent à

$$[0] = ([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.72})$$

En substituant l'expression de l'équation (II.70) dans l'équation (II.57), on obtient

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.73})$$

Qui est équivalent à

$$[\Phi_s] = ([M_s] - [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.74})$$

En utilisant (II.74) et (II.46) il vient:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([M_s] - [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + \frac{d}{dt}([M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\Phi_r^s]) \quad (\text{II.75})$$

A partir de l'équation (II.72) on obtient:

$$\frac{d}{dt}[\Phi_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] - ([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.76})$$

Ce qui donne en utilisant (II.76) et (II.75)

$$[V_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s]) \frac{d}{dt} [I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s]) - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.77})$$

Ce qui conduit à :

$$\Gamma \frac{d}{dt} [I_s] = [V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.78})$$

Avec :

$$\Gamma = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \quad (\text{II.79})$$

Finalement nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [I_s] = \Gamma^{-1}([V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.80})$$

Les équations (II.76) et (II.80) représentent le modèle triphasé de la machine asynchrone.

II.7.5 Equations électromagnétique et mécaniques

L'équation électromagnétique et mécaniques est donnée par:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{II.81})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{rb}) - (I_{sa} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{ra}) + (I_{sa} \Phi_{rb} - I_{sb} \Phi_{ra})] \quad (\text{II.82})$$

II.8 Modélisation de la machine asynchrone en présence des défauts

Les défauts les plus communs dans les machines électriques sont les défauts entre spires dans le bobinage du stator. Dans cette étude, nous nous intéressons à la modélisation et l'étude de défauts entre spires de l'enroulement statorique. Un défaut entre spires indique la dégradation de l'isolation entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut.

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine à induction. Un court-circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.

On définit les coefficients de court-circuit suivants :

$$\text{Coefficient de court-circuit relatif à la } 1^{ere} \text{ phase statorique: } K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s} \quad (\text{II.83})$$

$$\text{Coefficient de court-circuit relatif à la } 2^{eme} \text{ phase statorique : } K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s} \quad (\text{II.84})$$

$$\text{Coefficient de court -circuit relatif à la } 3^{eme} \text{ phase statorique : } K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s} \quad (\text{II.85})$$

N_{cc} : Le nombre de spires en court-circuit.

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = f_{sa}N_s \quad (\text{II.86})$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb})N_s = f_{sb}N_s \quad (\text{II.87})$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc})N_s = f_{sc}N_s \quad (\text{II.88})$$

Les matrices $[R_s]$, $[L_{sf}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients f_{sa} , f_{sb} , f_{sc} .

La matrice des résistances statoriques $[R_s]$ est donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.89})$$

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 L_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.90})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & f_{sb}^2 & -\frac{f_{sb}f_{sc}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} & -\frac{f_{sb}f_{sc}}{2} & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.91})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sa} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sb} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sc} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.92})$$

On remplace les matrices $[R_s]$, $[L_s]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dans le modèle triphasé de la machine asynchrone (II.77),(II.81),(II.82) on obtient:

$$\frac{d}{dt} [\Phi_r^s] = [R_s][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] + ([R_r][M_r^s]^{-1}(1 - S)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.93})$$

$$\frac{d}{dt} [I_s] =$$

$$\Gamma^{-1}([V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.94})$$

Equations mécaniques est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.95})$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} ([I_s] \Lambda [\Phi_r]) \quad (\text{II.96})$$

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{rb}) - (I_{sa} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{ra}) + (I_{sa} \Phi_{ra} - I_{sb} \Phi_{rb})] \quad (\text{II.97})$$

Remarque : dans le cas où les enroulements du stator sont tous identiques, c'est-à-dire lorsque la machine est équilibrée, les coefficients f_{sa} , f_{sb} , f_{sc} sont égaux à 1. On retrouve alors le modèle triphasé équivalent classique [29] [69].

Le modèle global de la machine asynchrone en présence des défauts statoriques.

Equations des flux :

$$\frac{d\Phi_{ra}}{dt} = \delta \left(f_{sa} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \frac{R_r A}{C} \Phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \right) \Phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \right) \Phi_{rc} \quad (\text{II.98})$$

$$\frac{d\Phi_{rb}}{dt} = \delta \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} + f_{sb} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \right) \Phi_{ra} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \right) \Phi_{rc} \quad (\text{II.99})$$

$$\frac{d\Phi_{rc}}{dt} = \delta \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} + f_{sc} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \right) \Phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \right) \Phi_{rb} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rc} \quad (\text{II.100})$$

- Equations des courants statoriques :

$$\frac{di_{sa}}{dt} = V_{sa} + K_{a1} i_{sa} + K_{a2} i_{sb} + K_{a3} i_{sc} + K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(G \Phi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{rb} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{rc} \right) \quad (\text{II.101})$$

$$\frac{di_{sb}}{dt} = V_{sb} + K_{b1} i_{sa} + K_{b2} i_{sb} + K_{b3} i_{sc} + K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(-\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{ra} + G \Phi_{rb} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{rc} \right) \quad (\text{II.102})$$

$$\frac{di_{sc}}{dt} = V_{sc} + K_{c1} i_{sa} + K_{c2} i_{sb} + K_{c3} i_{sc} + K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{ra} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r + \frac{G}{2} \right) \Phi_{rb} + \Phi_{rc} \right) \quad (\text{II.103})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{a1} = -\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \quad K_{b1} = -\frac{3}{2} \frac{(d_1 + 3d_2)}{2} T f_{sa}^3 f_{sb} f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \\ K_{a2} = -\frac{3}{2} \frac{(d_1 + 3d_2)}{2} T f_{sa} f_{sb}^3 f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \quad K_{b2} = -\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \\ K_{a3} = -\frac{3}{2} \frac{(d_1 + 3d_2)}{2} T f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \quad K_{b3} = -\frac{3}{2} \frac{(d_1 + 3d_2)}{2} T f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \\ \\ K_{c1} = -\frac{3}{2} \frac{(d_1 + 3d_2)}{2} T f_{sa}^3 f_{sb} f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} \\ K_{c2} = -\frac{3}{2} \frac{(d_1 + 3d_2)}{2} T f_{sa}^2 f_{sb}^3 f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \\ K_{c3} = -\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{a1} = K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 G \quad Z_{b1} = -K f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - K f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \frac{G}{2} \\ Z_{a2} = K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \frac{G}{2} \quad Z_{b2} = K f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \\ Z_{a3} = -K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \frac{G}{2} \quad Z_{b3} = K f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - K f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \frac{G}{2} \\ \\ Z_{c1} = K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \frac{G}{2} \\ Z_{c2} = -K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_r - K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \frac{G}{2} \\ Z_{c3} = K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} G \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = d_1 f_{sb}^2 f_{sc}^2 u_{sa} + d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc} u_{sc} \\ V_{sb} = d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sa} + d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} u_{sc} \\ V_{sc} = d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc} u_{sa} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} u_{sb} + d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 u_{sc} \\ \\ D_{a1} = d_1 f_{sb}^2 f_{sc}^2, \quad D_{a2} = d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2, \quad D_{a3} = d_2 f_{sa} f_{sb}^2 \\ D_{b1} = d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2, \quad D_{b2} = d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2, \quad D_{b3} = d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} \\ D_{c1} = d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}, \quad D_{c2} = d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}, \quad D_{c3} = d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{llll} G_{a1} = \delta f_{sa} & S_{a1} = -\frac{R_r A}{C}, & G_{b1} = -\delta \frac{f_{sa}}{2} & S_{b1} = -\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \\ G_{a2} = -\delta \frac{f_{sb}}{2} & S_{a2} = -\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r, & G_{b2} = \delta f_{sb} & S_{b2} = -\frac{R_r A}{C} \\ G_{a3} = -\delta \frac{f_{sc}}{2} & S_{a3} = -\frac{R_r}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r, & G_{b3} = -\delta \frac{f_{sc}}{2} & S_{b3} = -\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r \\ \\ G_{c1} = -\delta \frac{f_{sa}}{2} & & S_{c1} = -\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r & \\ G_{c2} = -\delta \frac{f_{sb}}{2} & & S_{c2} = -\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_r & \\ G_{c3} = \delta f_{sc} & & S_{c3} = -\frac{R_r A}{C} & \end{array} \right.$$

- Les coefficients utilisés :

$$A = (l_{rf} + M_r)^2 - \frac{l_r^2}{4}; B = \frac{M_r l_{rf}}{2} + \frac{3M_r^2}{4}; C = l_{rf}^3 + 3l_{rf}^2 M_r + \frac{9}{4} M_r^2 l_{rf}; \delta = \frac{M_{sr} R_r (A-B)}{C};$$

$$T = \frac{M_{sr}^2 R_r (A-B)^2}{C^2}; z = M_{sr} - \frac{3M_{sr}^2 R_r (A-B)}{2C}; \lambda = z + l_{sf}; H = \lambda^2 - \frac{z\lambda}{2} - \frac{z^2}{2}$$

$$|\Gamma| = \left(\lambda^3 - \frac{3z^2\lambda}{2} - \frac{z^3}{4} \right); d_1 = (2z + l_{sf})^2 - \frac{z^2}{4}; d_2 = \frac{z}{2}(z + l_{sf}) + \frac{z^2}{4};$$

$$K = \frac{M_{sr} H (A-B)}{C|\Gamma|}; G = \frac{R_r (A-B)}{C}$$

II.8.1 Mise en équation d'état du modèle triphasé

Pour une model triphasé de la machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} , les flux rotoriques $\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$ et la pulsation mécanique Ω comme variables d'état, le couple résistant " C_r " étant comme perturbation. On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} X^\circ = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.104})$$

Avec :

X : vecteur d'état,

Y : vecteur de sortie,

A : matrice d'évolution d'état du système,

B : matrice de commande (d'entrée),

U : vecteur du système de commande,

C : matrice d'observation.

Alors :

$$[V] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc} 0 0 0]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

En choisissant les variables d'état I_{sabc} , Φ_{rabc} on obtient le vecteur

$$[X] : [X] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc} \Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}]^T$$

Après arrangement des équations, on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sa}}{dt} = K_{a1}I_{sa} + K_{a2}I_{sb} + K_{a3}I_{sc} + Z_{a1}\Phi_{ra} + Z_{a2}\Phi_{rb} - Z_{a3}\Phi_{rc} + D_{a1}V_{sa} + D_{a2}V_{sb} + D_{a3}V_{sc} \\ \frac{dI_{sb}}{dt} = K_{b1}I_{sa} + K_{b2}I_{sb} + K_{b3}I_{sc} - Z_{b1}\Phi_{ra} + Z_{b2}\Phi_{rb} + Z_{b3}\Phi_{rc} + D_{b1}V_{sa} + D_{b2}V_{sb} + D_{b3}V_{sc} \\ \frac{dI_{sc}}{dt} = K_{c1}I_{sa} + K_{c2}I_{sb} + K_{c3}I_{sc} + Z_{c1}\Phi_{ra} - Z_{c2}\Phi_{rb} + Z_{c3}\Phi_{rc} + D_{c1}V_{sa} + D_{c2}V_{sb} + D_{c3}V_{sc} \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = G_{a1}I_{sa} - G_{a2}I_{sb} - G_{a3}I_{sc} - S_{a1}\Phi_{ra} - S_{a2}\Phi_{rb} - S_{a3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = G_{b1}I_{sa} + G_{b2}I_{sb} - G_{b3}I_{sc} - S_{b1}\Phi_{ra} - S_{b2}\Phi_{rb} - S_{b3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = G_{c1}I_{sa} - G_{c2}I_{sb} - G_{c3}I_{sc} - S_{c1}\Phi_{ra} - S_{c2}\Phi_{rb} - S_{c3}\Phi_{rc} \end{array} \right.$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} K_{a1} & K_{a2} & K_{a3} & Z_{a1} & Z_{a2} & Z_{a3} \\ K_{b1} & K_{b2} & K_{b3} & Z_{b1} & Z_{b2} & Z_{b3} \\ K_{c1} & K_{c2} & K_{c3} & Z_{c1} & Z_{c2} & Z_{c3} \\ G_{a1} & G_{a2} & G_{a3} & S_{a1} & S_{a2} & S_{a3} \\ G_{b1} & G_{b2} & G_{b3} & S_{b1} & S_{b2} & S_{b3} \\ G_{c1} & G_{c2} & G_{c3} & S_{c1} & S_{c2} & S_{c3} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} D_{a1} & D_{a2} & D_{a3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{b1} & D_{b2} & D_{b3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{c1} & D_{c2} & D_{c3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$A = A_1 + \omega_r A_2$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} K_{a1} & K_{a2} & K_{a3} & Z_{a1} & Z_{a2} & Z_{a3} \\ K_{b1} & K_{b2} & K_{b3} & Z_{b1} & Z_{b2} & Z_{b3} \\ K_{c1} & K_{c2} & K_{c3} & Z_{c1} & Z_{c2} & Z_{c3} \\ G_{a1} & G_{a2} & G_{a3} & S_{a1} & S_{a2} & S_{a3} \\ G_{b1} & G_{b2} & G_{b3} & S_{b1} & S_{b2} & S_{b3} \\ G_{c1} & G_{c2} & G_{c3} & S_{c1} & S_{c2} & S_{c3} \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{a2} & Z_{a3} \\ 0 & 0 & 0 & Z_{b1} & 0 & Z_{b3} \\ 0 & 0 & 0 & Z_{c1} & Z_{c2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{a2} & S_{a3} \\ 0 & 0 & 0 & S_{b1} & 0 & S_{b3} \\ 0 & 0 & 0 & S_{c1} & S_{c2} & 0 \end{bmatrix}$$

II.9 Résultats de simulations

La simulation est effectuée pour montrer l'influence des défauts de court-circuit entre spires de la machine asynchrone. Dans un premier temps, nous avons présenté les formes des courants statoriques, la vitesse et le couple dans le cas de fonctionnement sain et de défaut de type court-circuit entre 80 spires (50%) dans la même phase, puis dans le deuxième temps on applique un défaut de type court-circuit entre 32 spires (20%).

II.9.1 Résultats de simulation d'une machine saine

La machine asynchrone alimentée directement du réseaux triphasés équilibrés, à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant de 3.5 N.m. Les résultats sont illustrés par la figure II.12 :

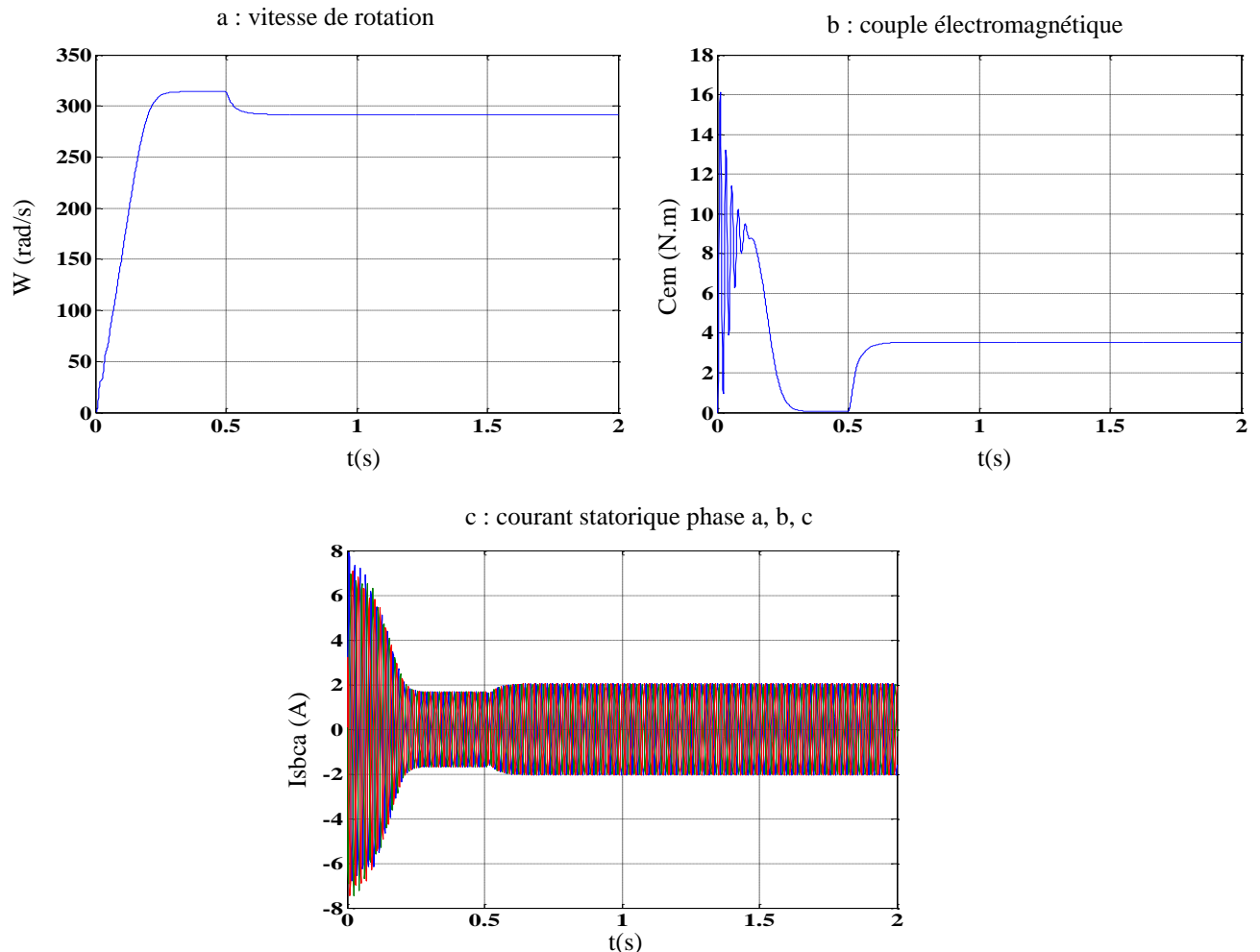


Figure II.12: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine à l'état sain

Lors du démarrage à vide, la vitesse de rotation est très proche de celle du synchronisme (314 rad/s), avec un accroissement presque linéaire. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, ce qui conduit à un bruit à cause de la partie mécanique. En charge, on applique le couple résistant nominal de 3.5 N.m. A partir de l'instant $t=0.5 s$, on remarque que la vitesse diminue et se stabilise à 291 rad/s. Le couple électromagnétique augmente et équilibre le couple résistant. Le courant de la phase a, b, c augmente et atteint sa valeur nominale 2 A.

II.9.2 Résultat de simulation d'un défaut statorique de court circuit entre 80 spires (50%)

Les figures II.12 (a1, b1, c1, d, e, f) représentent l'évolution des paramètres (vitesse, couple courant). A l'instant $t=1s$, on applique un défaut de type court-circuit entre 80 spires (50%).

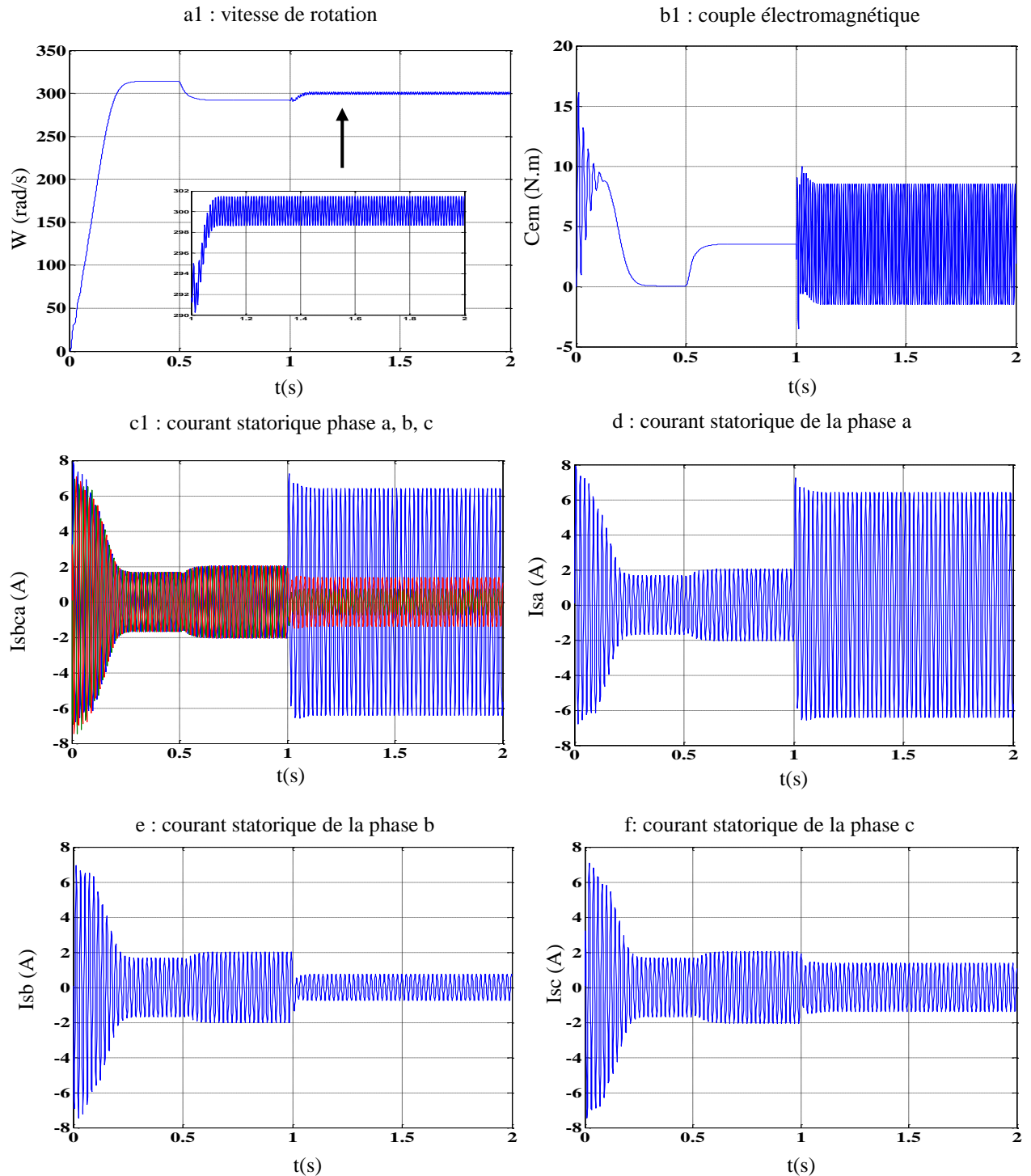


Figure II.13: Grandeurs électriques et mécaniques en cas de court-circuit entre 80 spires (50%)

II.9.3 Résultat de simulation d'un défaut statorique de court circuit entre 32 spires (20%)

Les figures II.13 (a1, b1, c1, d, e, f) représentent l'évolution des paramètres (vitesse, couple courant). A l'instant $t=1$ s on applique un défaut de type court-circuit entre 32 spires (20%).

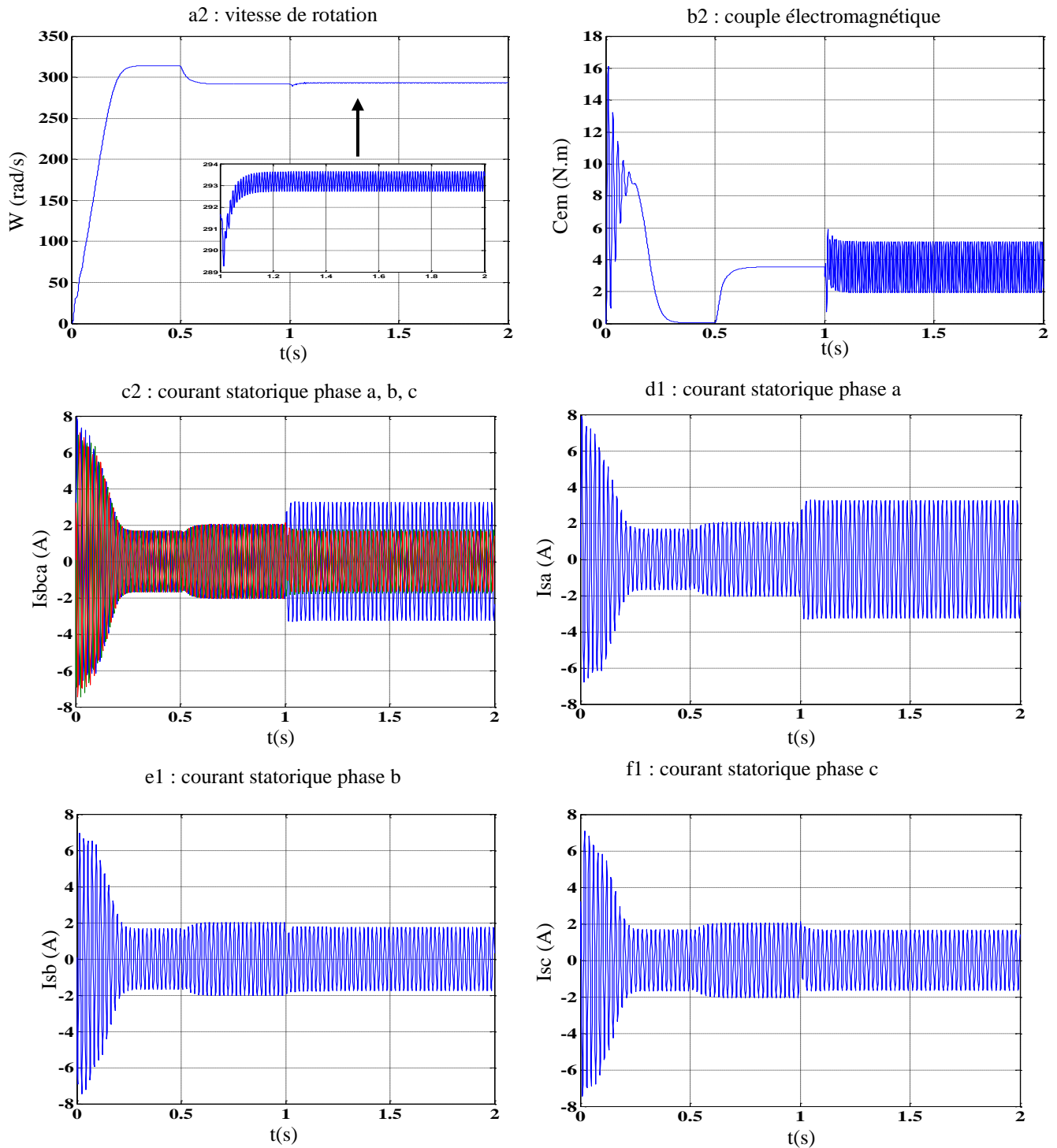


Figure II.14: Grandeurs électriques et mécaniques en cas de court-circuit entre 32 spires (20%)

En ce qui concerne le court-circuit entre 80 spires et court-circuit entre 32 spires, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut. Dans notre cas le défaut est créé à l'instant $t=1$ s dans la même phase, où nous observons un déséquilibre des trois courants statoriques, le courant de phase (a) en court-circuit entre 80 spires, augmente comme illustré dans la figure II.(13-d) et atteint sa valeur $Isa=6.4$ A, mais diminue par rapport au courant dans le cas de court-circuit entre 32 spires égale à $Isa=3.24$ A, voir figure II.(14-d1). On constate également que l'amplitude du courant dans la phase

infectée est plus grande que celles des autres phases. On remarque aussi une légère augmentation de la vitesse lors de l'application d'un défaut, comme le montre la figure II.(13-a1) sa valeur est de 300 rad/s mais la figure II.(14-a2) sa valeur est de 293 rad/s. Le couple électromagnétique augmente en amplitude dans le cas de court circuit entre 80 spires égale à 8.5 N.m, comme illustré dans la figure II.(12-b1) par rapport au court circuit entre 32 spires égale à 5.13 N.m comme le montre la figure II.(13-b2). On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases, le tableaux II.3 représente les valeurs estimées de chaque grandeur (vitesse, couple et courant statorique) selon le défaut de court-circuit entre 80 et 32 spires:

Type de défaut et les grandeurs	court-circuit entre 80 spires (50%)	court-circuit entre 32 spires (20%)
W (rad/s)	299.34	292.17
Cem (N.m)	8.56	5.07
Isa (A)	6.48	3.25

Tableau II.3: les valeurs estimées de chaque grandeur (vitesse, couple et courant statorique) selon le défaut de court-circuit entre 80 et 32 spires

II.10 Modélisation de l'onduleur de tension

II.10.1 Structure générale

L'onduleur de tension est le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives. La structure est constituée le plus souvent d'interrupteurs électroniques comme des IGBT (transistors de puissance) ou des thyristors GTO, et se compose de trois bras. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux [15]. Le schéma structurel d'un convertisseur-machine est illustré par la figure II.15:

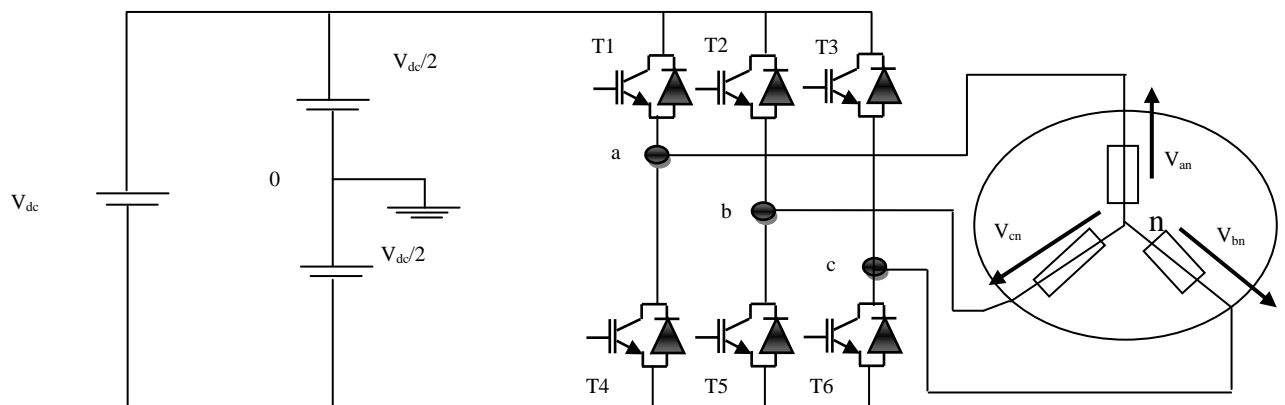


Figure II.15: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux

La symétrie des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras. Après avoir modélisé chaque couple transistor – diode par un seul interrupteur bidirectionnel « T_i ». Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur figure II.16.

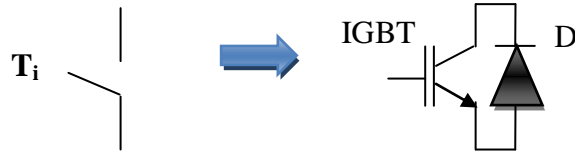


Figure II.16 : Interrupteurs de puissance

Pour exprimer les tensions de sortie de l'onduleur en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, ces états doivent être définis pour les trois bras : On note $T_i = (T_1, T_2, T_3)$ les interrupteurs du haut, et $T_i^* = (T_4, T_5, T_6)$ les interrupteurs du bas. L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_{i(a,b,c)}$:

- si $S_i = 1$, alors T_i est fermée et T_i^* est ouvert,.
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i^* est fermée.

***Tension entre a, b, c et 0 (neutre) :**

- Bras 1 :

$V_{a0} = V_a - V_0$	{	$\begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } T_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } T_4 \text{ est fermé} \end{cases}$
----------------------	---	--
- Bras 2 :

$V_{b0} = V_b - V_0$	{	$\begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } T_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } T_5 \text{ est fermé} \end{cases}$
----------------------	---	--
- Bras 3 :

$V_{c0} = V_c - V_0$	{	$\begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } T_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } T_6 \text{ est fermé} \end{cases}$
----------------------	---	--

***Tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} :**

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile : la somme des courants de ligne est nulle, ce qui implique que la somme des tensions simples est égale à zéro, donc: $(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) = 0$

A partir des relations précédentes, on tire :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3}[2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \\ V_{bn} &= \frac{1}{3}[2(V_b - V_0) - (V_a - V_0) - (V_c - V_0)] \\ V_{cn} &= \frac{1}{3}[2(V_c - V_0) - (V_a - V_0) - (V_b - V_0)] \end{aligned} \tag{II.105}$$

***Tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} :**

De ces tensions simples, on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie de l'onduleur:

$$V_{ab} = (V_{an} - V_{bn})$$

$$V_{bc} = (V_{bn} - V_{cn}) \quad (\text{II.106})$$

$$V_{ca} = (V_{cn} - V_{an})$$

De ces équations on tire :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) = \frac{1}{3}[2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}] \\ V_{bn} &= \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) = \frac{1}{3}[2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}] \\ V_{cn} &= \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) = \frac{1}{3}[2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0}] \end{aligned} \quad (\text{II.107})$$

On définit les fonctions logiques de connexion par S_{ij} tel que :

$$\begin{aligned} V_{io} &= V_{dc} \left(S_i - \frac{1}{2} \right) \\ V_{a0} &= V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} \right) \\ V_{b0} &= V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{2} \right) \\ V_{c0} &= V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.108})$$

Ainsi l'onduleur a comme modèle mathématique l'équation suivante :

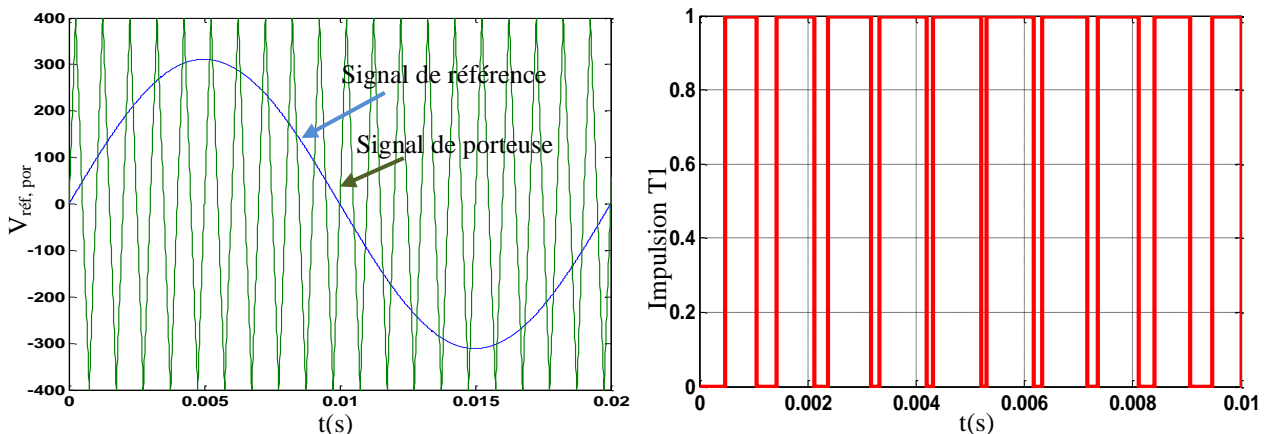
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.109})$$

II.11 Commande de l'onduleur par modulation MLI sinus-triangle

La modulation de la largeur d'impulsions (MLI) sont déterminées par la comparaison entre l'onde modulante de basse fréquence (tension de référence) et une onde triangulaire « porteuse » à haute fréquence:

- L'indice de modulation (m) est égale au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_s) ;
- Le coefficient de réglage en tension (r) est égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

La figure II.17 représente la comparaison entre le signal de la porteuse en triangle et le signal de référence sinusoïdal (Signaux de MLI).



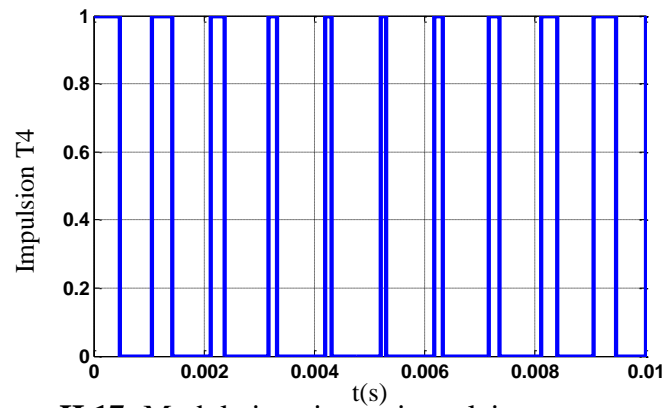


Figure II.17: Modulation sinus-triangulaire pour une phase

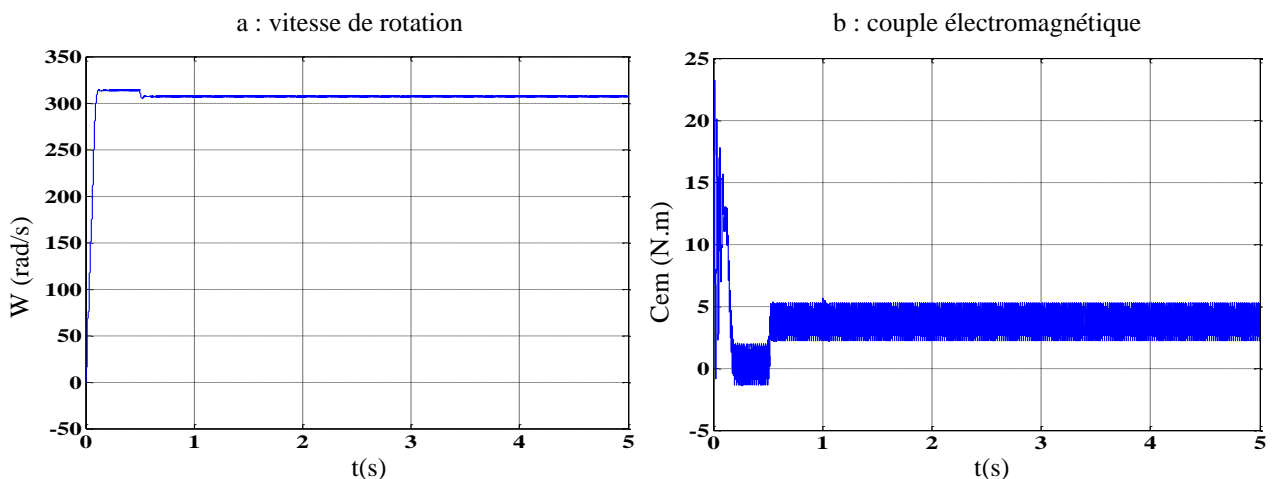
La technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques. Il existe différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion permettant de générer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire les harmoniques non désirées; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc l'amélioration du rendement.

II.12 Simulation de l'ensemble convertisseur-machine

Lors d'application de l'onduleur de tension à deux niveaux par technique (MLI) pour étude de l'effet des défauts cassure des barres et court-circuit entre 80 et 32 spires d'une phase de la machine asynchrone :

II.12.1 Machine saine alimentée par un onduleur à MLI

Dans le cas de la machine saine, le modèle multi-enroulement et modèle triphasé sont alimentés par un onduleur de tension par technique (MLI). La fréquence de porteuse utilisée est de 1 KHz. Le démarrage de la machine s'effectue à vide, à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant $Cr=3.5N.m$.



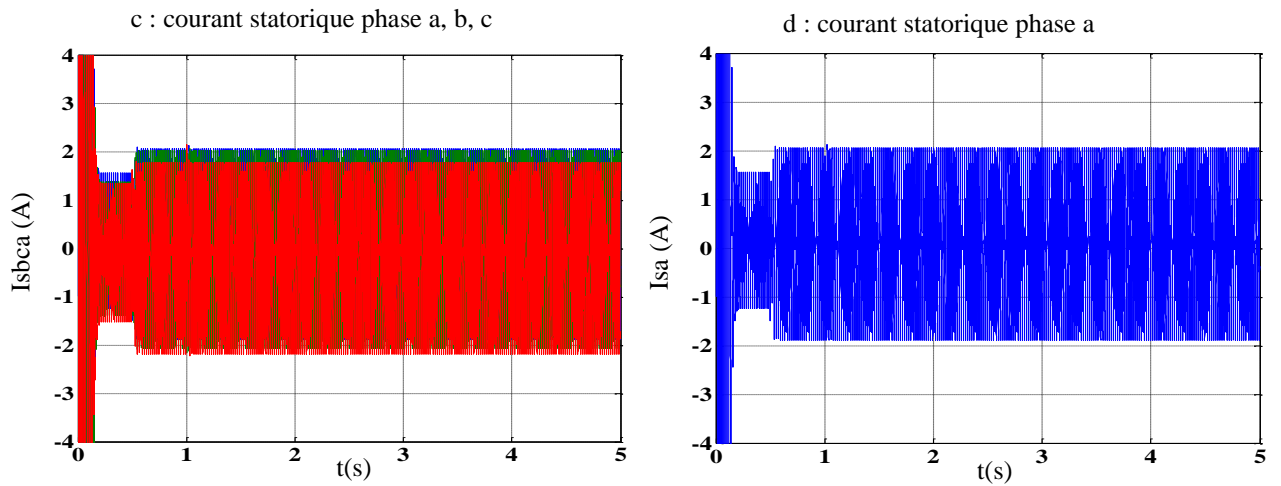


Figure II.18: Grandeurs électriques et mécaniques du modèle multi-enroulement sain alimentée par un onduleur à MLI

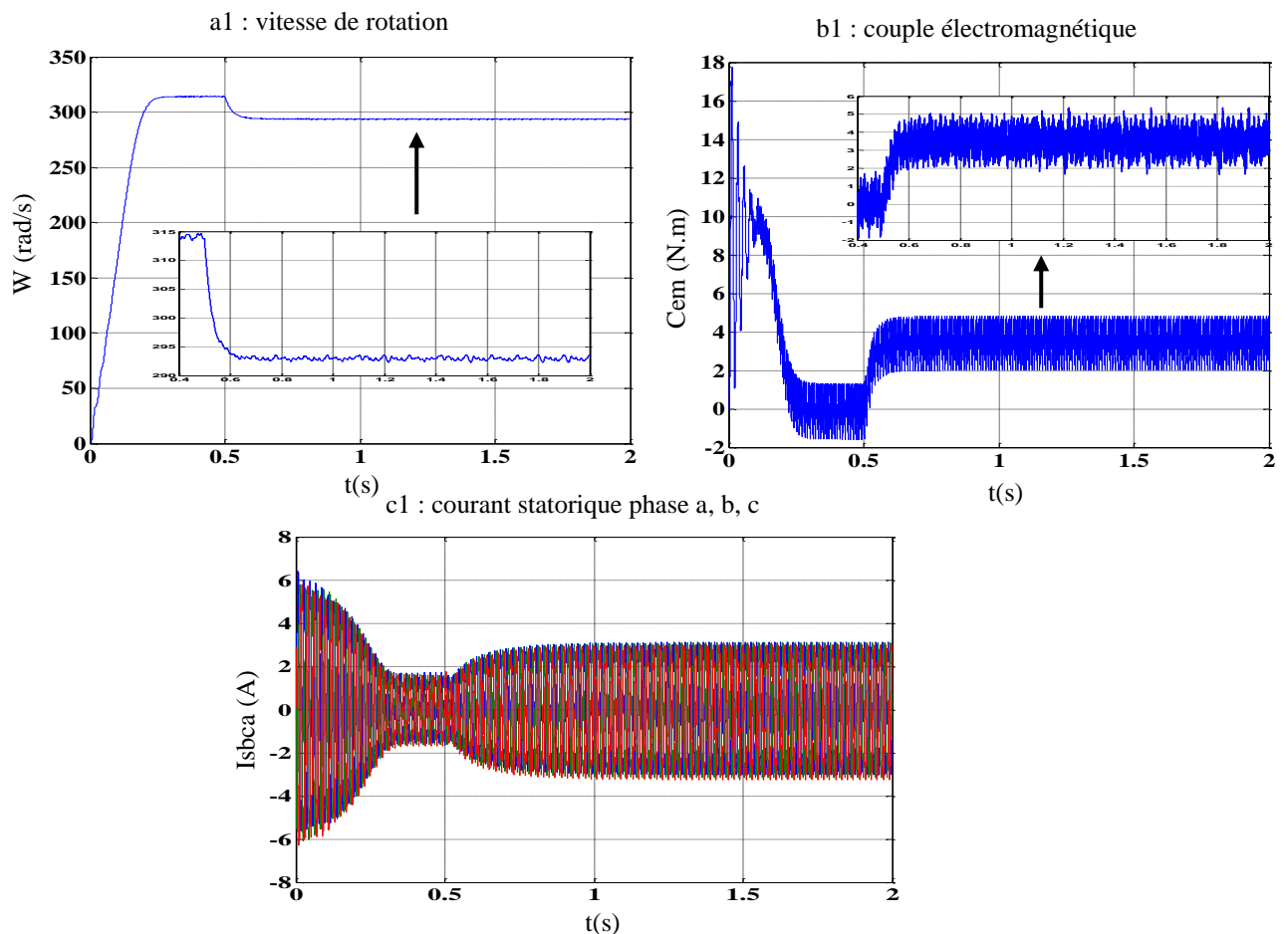


Figure II.19 : Grandeurs électriques et mécaniques du modèle triphasé sain alimentée par un onduleur à MLI

Les figures II. (18, 19) représentent les comportements des grandeurs électriques et mécaniques de la machine à induction alimentée par un onduleur de tension à MLI sinusoïdale à l'état sain. On remarque: Pour les deux modèles (multi-enroulement et modèle triphasé) la présence des ondulations, provoquées par l'onduleur à MLI ce qui affecte le courant statorique figure II. (18-a-

,19-a1-), le couple électromagnétique figure II. (18-b-,19-b1-), et la vitesse de rotation figure II. (18-c-,19-c1-). Les ondulations de courant, vitesse de rotation et couple en raison de la fréquence de découpage de l'onduleur à MLI (fréquence de la porteuse f_p). Le couple électromagnétique donne des oscillations avec temps de réponse réduit, figure II (18-b) à l'instant $t=0.17s$ et figure II (19-b1) à l'instant $t=0.28s$, pour la machine alimentée directement de réseaux, figure II (12-b) à l'instant $t=0.42s$ et figure II (6-b) à l'instant $t=0.35s$.

II.12.2 Machine avec défauts rotorique et statorique alimentée par un onduleur à MLI

Dans le cas des défauts au niveau de rotor et stator, on applique une charge de $C_r=3.5N.m$ à l'instant $t=0.5s$. On introduit un défaut rotorique de type cassure de quatre barres adjacentes et défaut de type court-circuit entre 80 spires (50%) et défauts de type court-circuit entre 32 spires (20%).

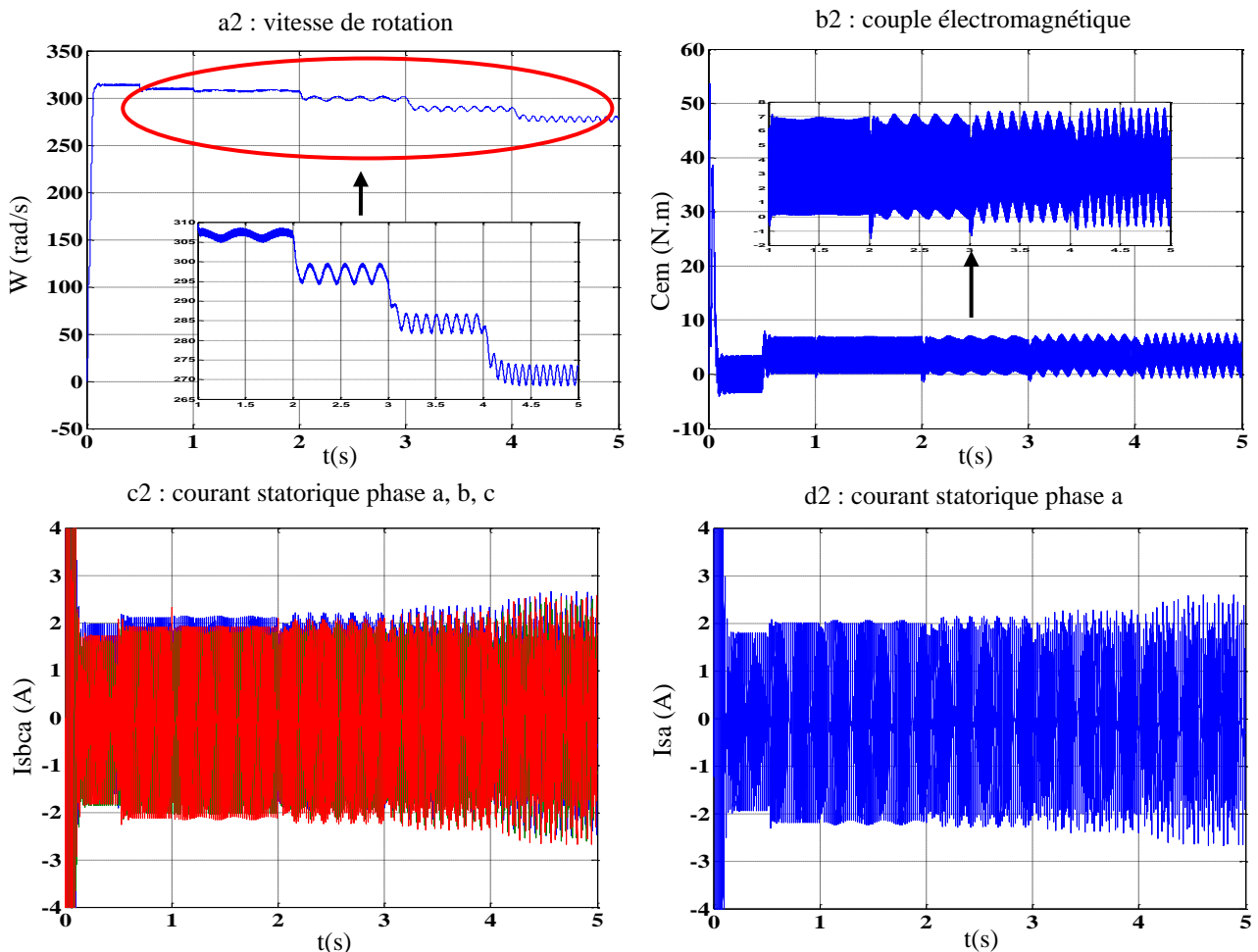


Figure II.20: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine alimentée par un onduleur à MLI avec cassure de quatre barres adjacentes au niveau du rotor

En régime des défauts type cassure de quatre barres adjacentes, La figure II.20 montre l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique et le courant de la machine, à $t=0.5, s$ on applique le

couple de charge. On remarque que la vitesse de rotation présente un accroissement linéaire puis diminue progressivement voir figure II. (20-a2). Dans la figure II.(20-b2) le couple électromagnétique apparaît avec des oscillations et augmentation de l'amplitude. la figure II.(20-c2) montre le courant statorique, on note une augmentation des ondulations avec apparence des harmoniques ce qui engendre des vibrations de la machine. Dans la deuxième partie de simulation le défaut de type de court-circuit entre 80 spires (50%) et défaut de type de court-circuit entre 32 spires (20%)

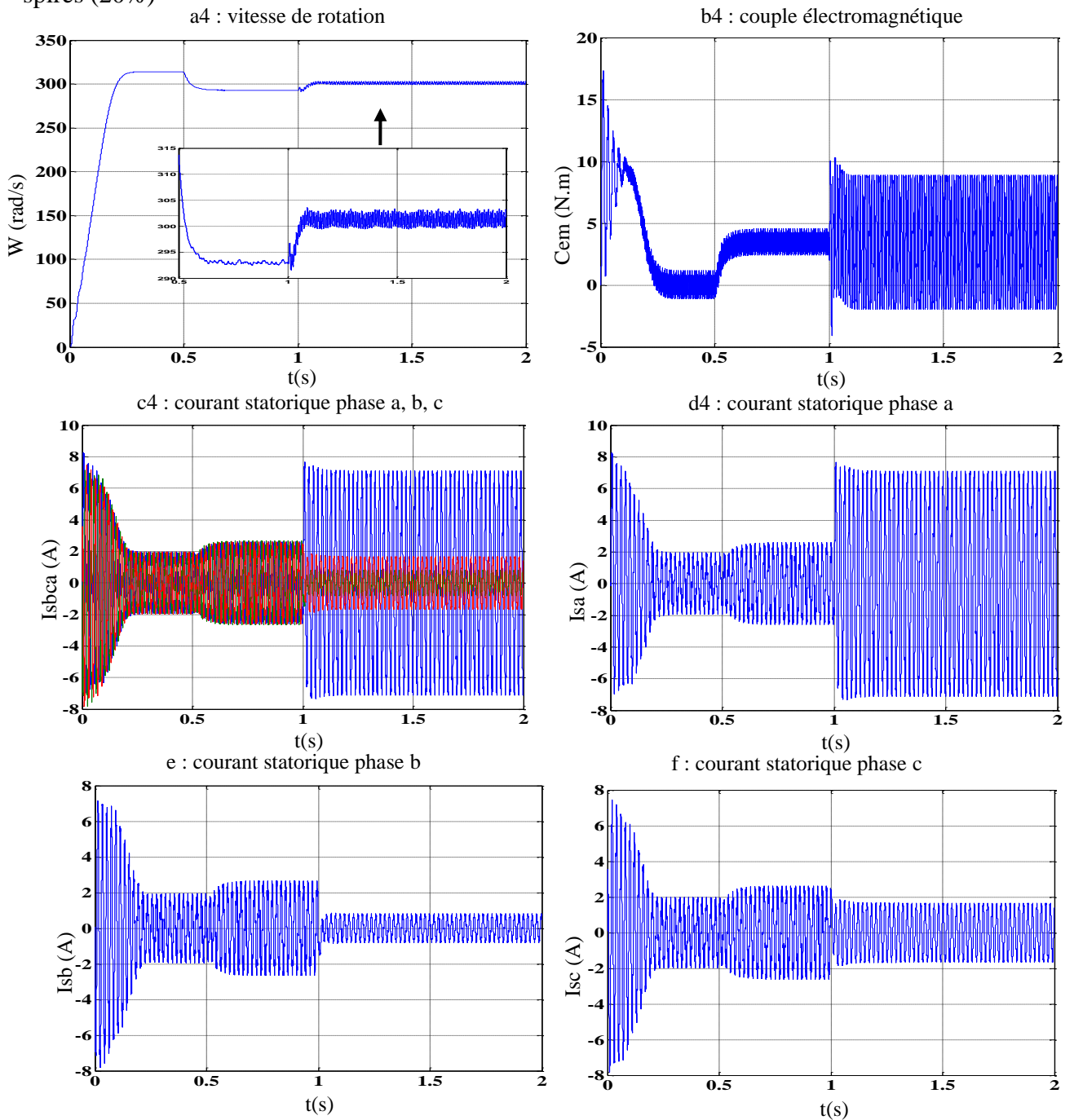


Figure II.21: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine avec défaut de type court-circuit entre 80 spires (50%) alimentée par un onduleur à MLI

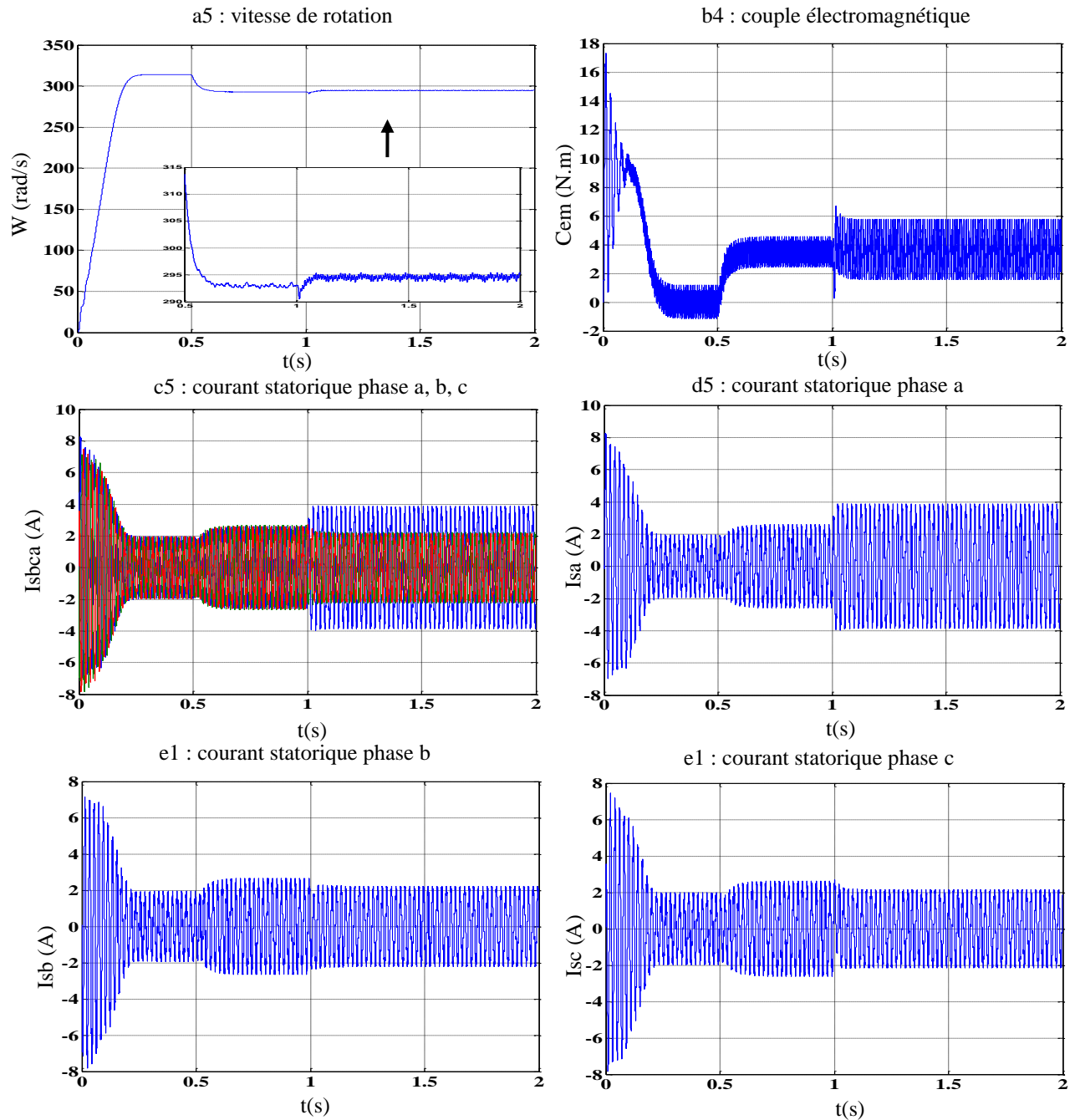


Figure II.22: Grandeurs électriques et mécaniques de la machine avec défaut de type court-circuit entre 32 spires (20%) alimentée par un onduleur à MLI

Selon ces résultats obtenus, on constate pendant l'application de défaut type court-circuit entre 80 spires (50%) et défaut de type court-circuit entre 32 spires (20%) alimentée par un onduleur de tension à MLI:

- La vitesse de rotation diminue, la figure II. (21-a4) présente des hautes oscillations comparativement à la figure II. (22-a5). Le couple électromagnétique de la machine en cas de défauts de court circuit a conduit à l'augmentation de l'ondulation voir figure II. (21-a4), et diminution de l'amplitude des oscillations vis-vis la figure II. (22-a5).

- Le nombre de spires en court-circuit est important. Quand le défaut de court circuit entre 80 et 32 spires survient, l'inductance d'une phase statorique change, et par conséquent les autres courants de phases changent en raison du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court – circuit augmente, plus le courant augmente. Ainsi la diminution de la vitesse.

II.13 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle multi-enroulement de la machine asynchrone qui tient compte des défauts rotoriques pour simuler les cassures de barres à savoir : cassures des barres (1-2-3 et 4). L'augmentation de la résistance initiale de barre pour créer les défauts entraîne des oscillations dans le couple, la vitesse et le courant statorique. Le modèle triphasé pour simuler le court-circuit entre 80 et 32 spires au niveaux du stator en utilisant les équations mathématiques dont la complexité a été réduite par la transformation de Park, qui nous a permis de simplifier les équations différentielles. Ceci traduit le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques de la machine asynchrone. Deux cas ont été étudié, le cas de la machine alimentée directement par le réseau triphasé équilibré, et le cas de la machine alimentée par un onduleur de tension à MLI sinusoïdale.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des outils de traitement de signal utilisé pour l'extraction des caractéristiques particulières sensibles à la présence de défauts et qui seront utilisées comme valeurs indicatrices dans le système de diagnostic.

Chapitre III

Diagnostic des défauts par traitement du
signal et d'intelligence artificielle

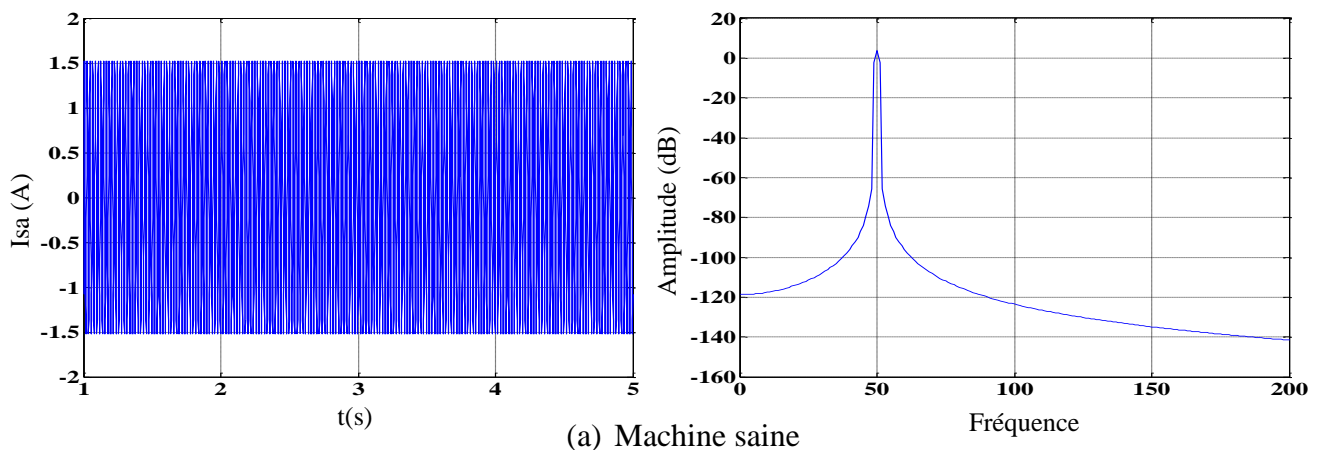
III.1 Introduction

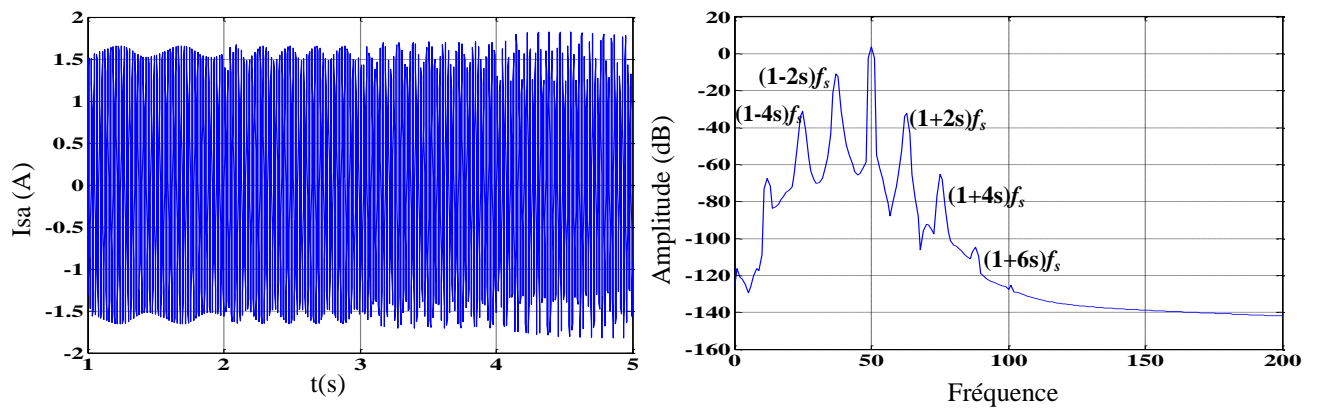
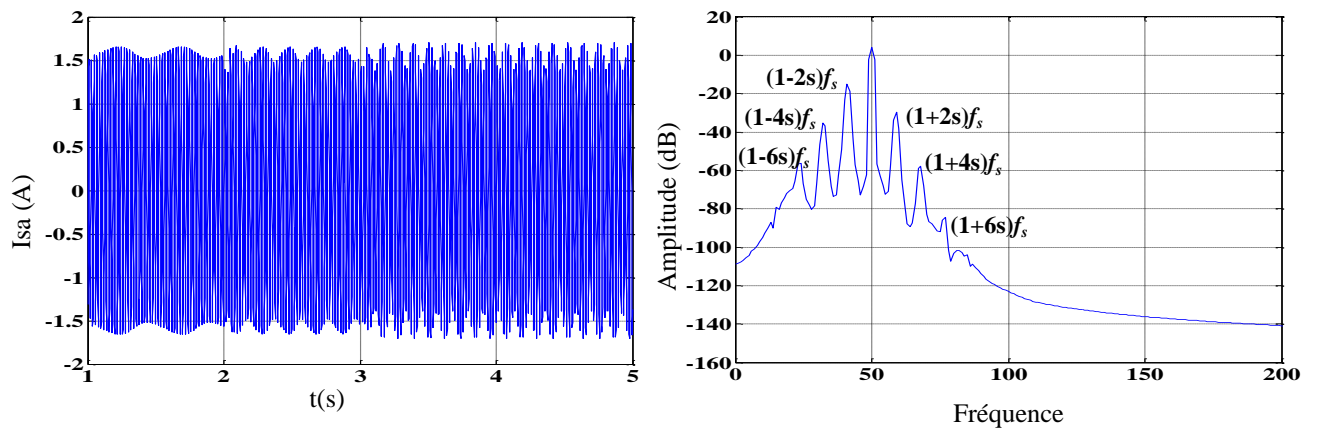
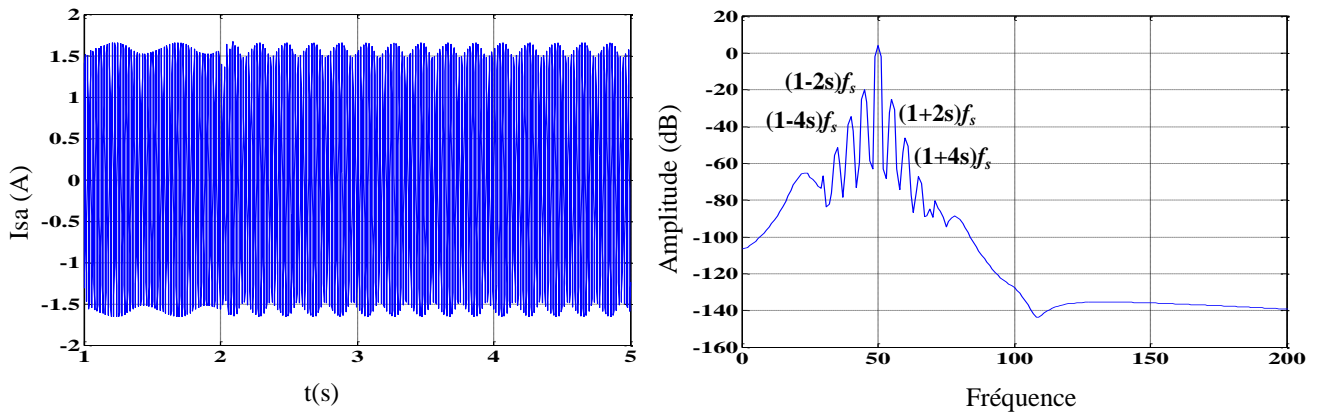
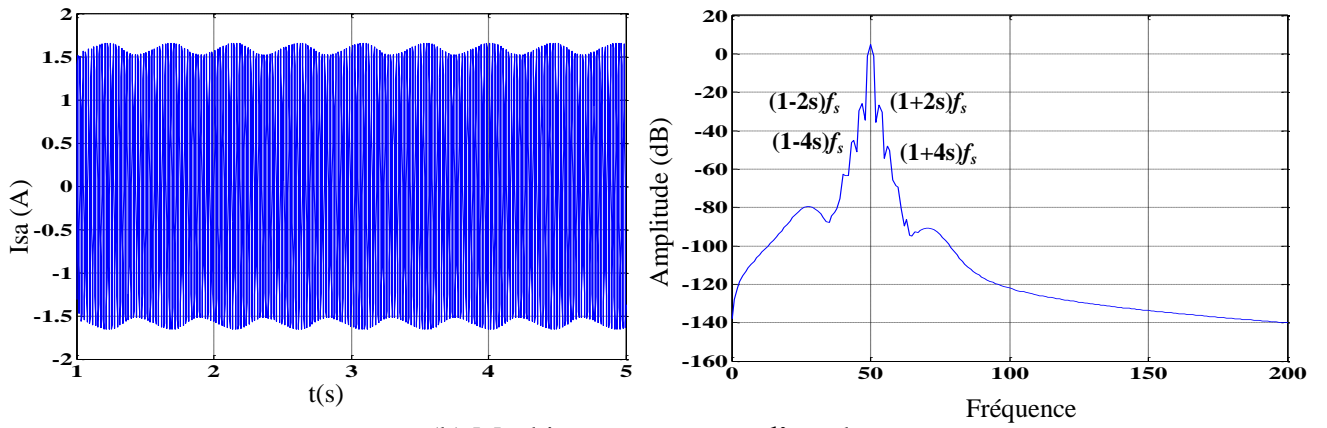
Récemment, Le diagnostic des défauts de la machine asynchrone est devenu nécessaire en raison des exigences croissantes imposées par les exploitants et les producteurs. A cet effet, Il est important de développer des outils de diagnostic pour détecter de manière précoce les défauts pouvant apparaître dans ces machines afin d'assurer leur disponibilité et leur sécurité. Dans ce chapitre on s'intéressera à l'étude de différentes techniques du traitement de signal pour révéler la signature des défauts et montrer l'efficacité de l'application des méthodes de diagnostic avec modèle et sans modèle à savoir :

- Analyse spectrale de courant statorique par la transformation rapide de Fourier ;
- Application de la technique des ondelettes continues et discrètes pour la détection des défauts;
- Présentation des courants I_α et I_β dans le vecteur de Park ;
- Détection des défauts par l'espace de parité ;
- Diagnostic des défauts, détection et localisation par l'intelligence artificielle.

III.2 Analyse de courant statorique par la technique FFT avec machine alimentée directement par le réseau triphasé

Les étapes du diagnostic des défauts consistent à développer les techniques d'analyse pouvant être utilisée pour détecter des défaillances. La première étape utilise l'analyse spectrale pour détecter le défaut cassure des barres et court-circuit entre 80 et 32 spires avec une fenêtre de type "Hanning", sur une durée totale de $t = 5s$. Pour la surveillance du courant statorique phase 'a', on va étudier l'influence des défauts sur les comportements généraux de la machine à induction en état sain et de défaut. Les figures ci-dessous représentent l'analyse spectrale du courant de stator en régime stationnaire pour cassure de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 et 32 spires dans la même phase 'a'.





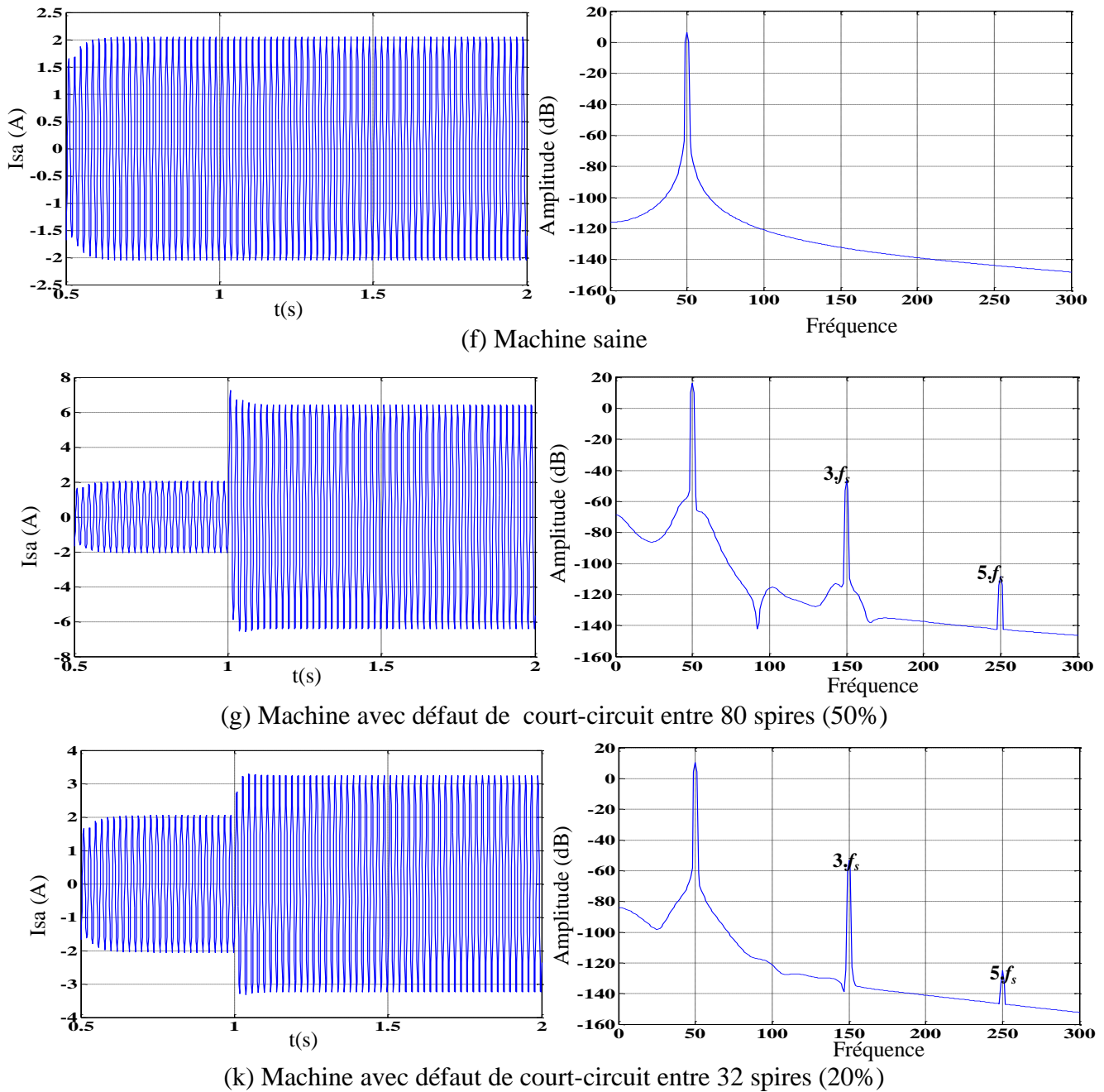


Figure III.1: Spectre du courant statorique pour une machine alimentée directement par le réseau

La figure III.1 représente le spectre du courant statorique en fonctionnement sain et en défauts (cassure des barres et court-circuit entre spires).

- À l'état sain on remarque aucune raie latérale autour de la fondamentale à 50Hz figures III.1 (a,f), qui représente le contenu spectral du courant en régime stationnaire.
- À l'état de défaut type cassure de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 et 32 spires, on observe des raies latérales au voisinage de la fondamentale 50 Hz figures III.1 (b-c-d-e). Ainsi l'augmentation du nombre des barres cassées N^0 (1, 2, 3 et 4), ce produit en croissance des valeurs de l'amplitude des raies selon l'équation $(1 \pm 2sk) f_s$, de sorte

que $k=1, 2, 3...$ Le tableau III.1 suivant montre les fréquences et les amplitudes de l'analyse spectrale du courant :

Fréquence et Amplitude de la cassure des barres		$(1-4s)f_s$	$(1-2s)f_s$	$(1+2s)f_s$	$(1+4s)f_s$
Sain		/	/	/	/
Une barre cassée $s=2.72\%$	Amplitude (db)	-43.48	-24.51	-26.45	-48.35
	$f_{déduite}$ (Hz)	44.37	47.21	52.88	56.28
	$f_{calculée}$ (Hz)	44.56	47.28	52.72	55.44
Deux barres cassées $s=4.62\%$	Amplitude (db)	-34.72	-20.62	-25.97	-45.91
	$f_{déduite}$ (Hz)	40.40	44.94	54.86	60.25
	$f_{calculée}$ (Hz)	40.76	45.38	54.62	59.24
Trois barres cassées $s=8.57\%$	Amplitude (db)	-35.70	-14.29	-29.86	-58.08
	$f_{déduite}$ (Hz)	32.18	41.25	59.12	67.91
	$f_{calculée}$ (Hz)	32.84	41.42	58.57	67.15
Quatre barres cassées $s=12.3\%$	Amplitude (db)	-30.83	-11.09	-31.95	-65.47
	$f_{déduite}$ (Hz)	25.28	37.57	63.56	75.37
	$f_{calculée}$ (Hz)	25.39	37.69	62.30	74.60

Tableau III.1: Fréquences calculées et déduites en cas de cassures des barres adjacentes

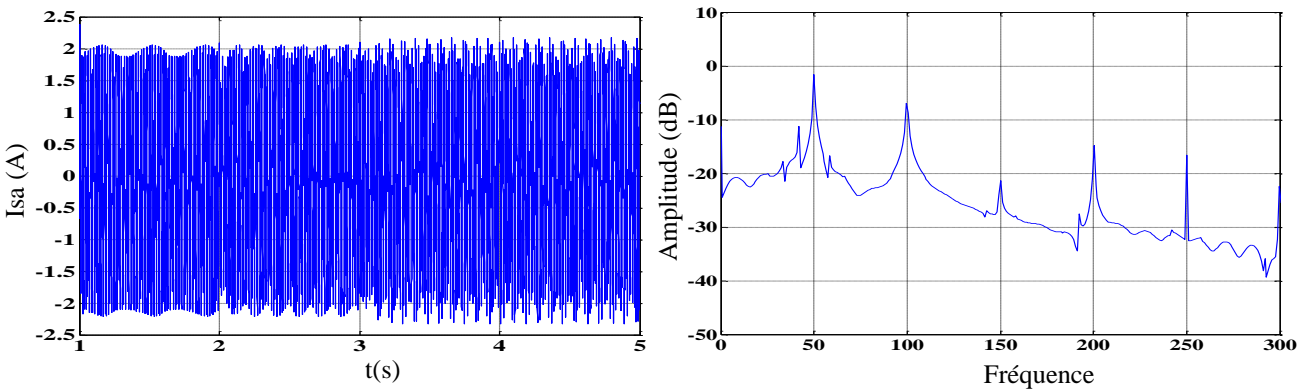
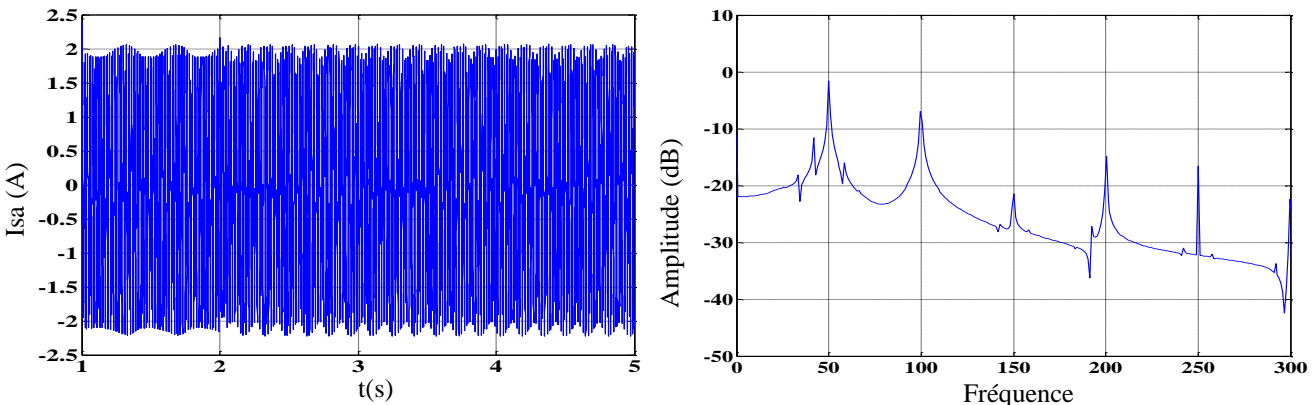
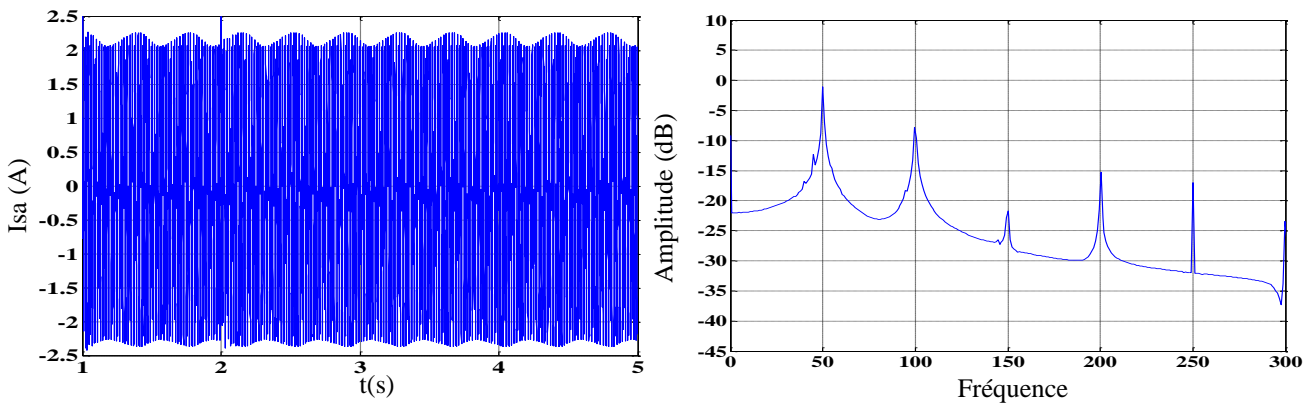
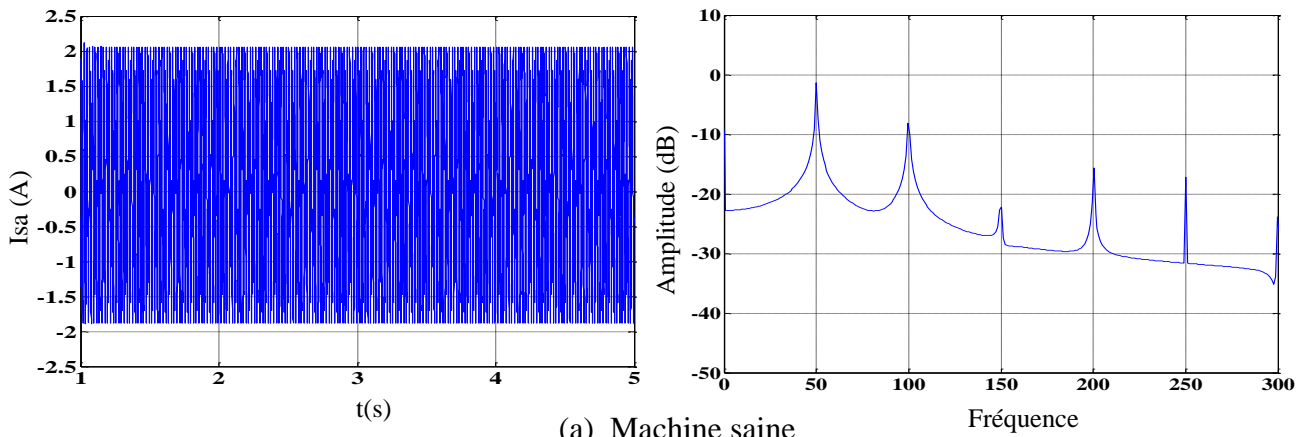
- A l'état de défaut type court-circuit entre 80 et 32 spires, il apparaît une seule nouvelle composante de fréquence visible au voisinage de la fondamentale 50 Hz, et apparaît trois pics sous forme d'harmonique, figure III.1 (k.g) selon la relation $k.f_s$ avec ($k=1, 3, 5, ..$), le défaut peut se traduire par la variation des résistances et des inductances dans la machine comme indiqués sur le tableau III.2 suivant :

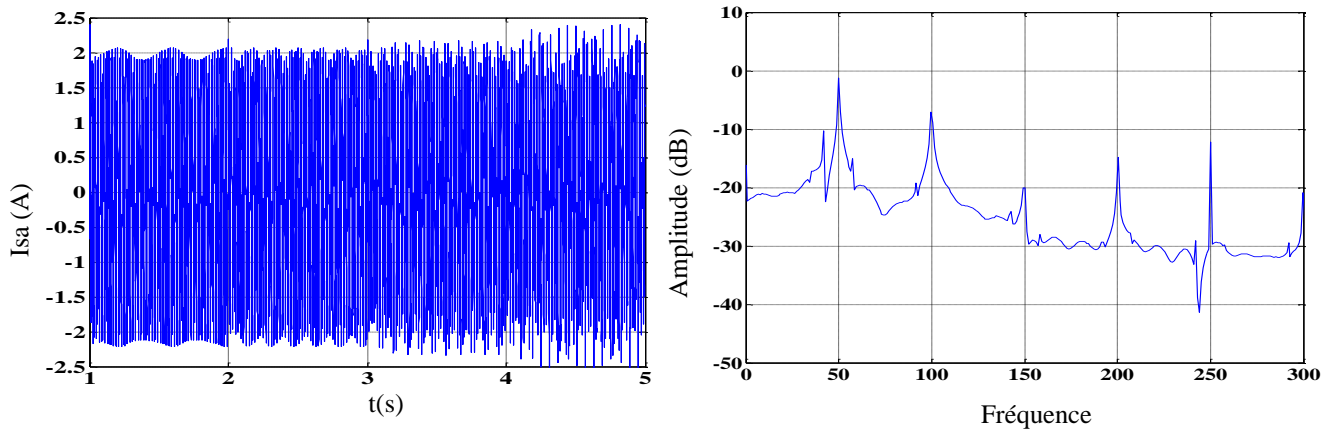
Fréquence et Amplitude de défaut		f_s	$3f_s$	$5f_s$
Court-circuit entre 80 spires (50%)	Amplitude (db)	17.1	-46.97	-107.99
	$f_{déduite}$ (Hz)	49.90	149.70	250.48
	$f_{calculée}$ (Hz)	50	150	250
Court-circuit entre 32 spires (20%)	Amplitude (db)	10.21	-53.13	-124.88
	$f_{déduite}$ (Hz)	49.90	149.70	250.58
	$f_{calculée}$ (Hz)	50	45.38	250

Tableau III.2: Fréquences calculées et déduites en cas de court-circuit entre 80 et 32 spires

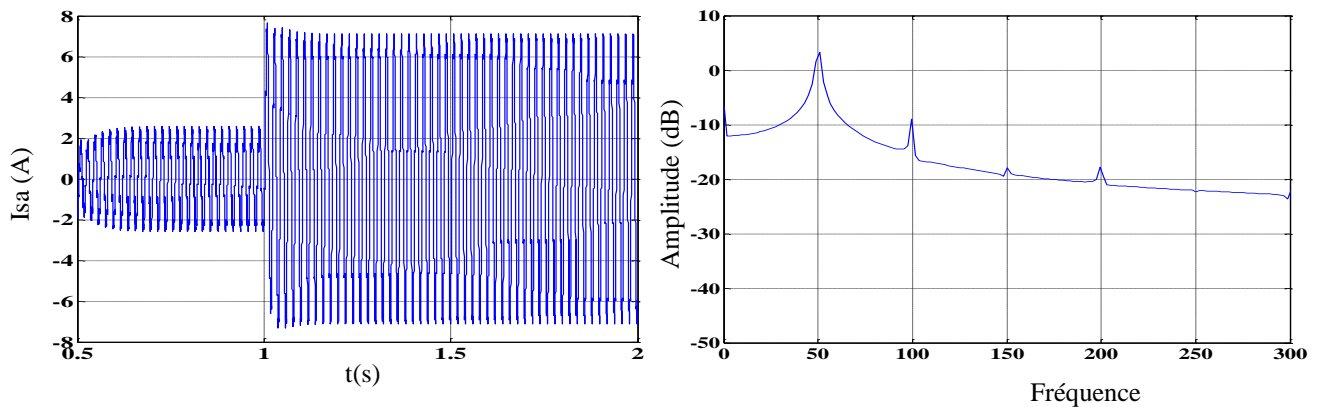
III.3 Analyse de courant statorique par la technique FFT avec machine alimentée par l'onduleur à MLI

Dans ce cas, l'étude des caractéristiques de propriétés spectrales du courant, on considère que la machine est alimentée par l'onduleur à MLI sinusoïdale. Les résultats obtenus dans le cas des défauts du rotor, cassure des barres adjacentes et court-circuit entre 80 et 32 spires montrés dans les figures ci-dessous:

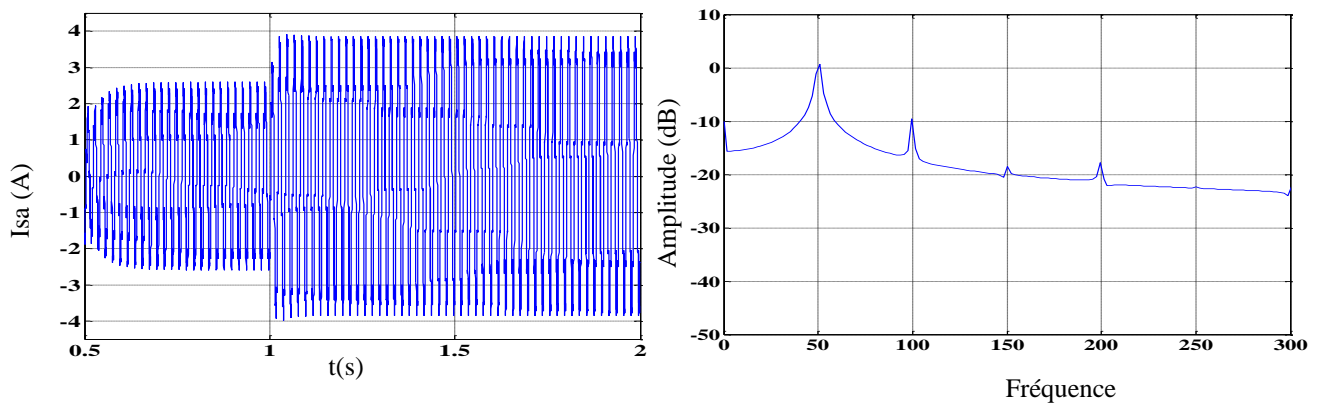




(e) machine avec quatre barres cassées adjacentes



(f) Machine avec défaut court-circuit entre 80 spires (50%)



(g) Machine avec défaut de court-circuit entre 32 spires (20%)

Figure III.2: Spectre du courant statorique pour une machine alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale

Les résultats relatifs à l'analyse par FFT du courant statorique de phase 'a' en régime stationnaire est alimentée par onduleur à MLI sinusoïdale dans le cas du moteur sain et de défauts (cassures des barres adjacentes et courts circuits entre 80 et 32 spires). La figure III.2 représente le spectre du courant en fonctionnement dans le cas sain et de défaut, on remarque en fonctionnement sain aucune raie latérale et l'apparition des composants harmoniques supplémentaires. Lorsque la machine fonctionne en défaut cassure des barres adjacentes, on observe l'apparition des raies latérales au voisinage de la fondamentale 50Hz, ils sont illustrés respectivement par les figures

III.2 (b, c, d, e). Ces raies apparaissent en raison de l'augmentation du nombre des barres casées, en ce qui concerne le court-circuit entre 80 et 32 spires, on remarque la diminution de l'amplitude du spectre du courant comme montré les figures III.2 (f, g), à cause de l'effet de l'onduleur de tension et conduit ainsi à l'apparition des harmoniques supplémentaires.

III.4 Application des techniques des ondelettes continues et discrètes pour la détection des défauts

III.4.1 Transformation en ondelettes continue (TOC)

Les ondelettes sont construites à partir d'une ondelette mère $\psi(t)$ en la dilatant d'un facteur d'échelle ' a ' et en la translatant de ' b ' par la relation suivante [71]:

$$\psi_{a,b}(X) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad (\text{III-1})$$

Avec $a, b \in \mathbb{R}$, $a \neq 0$, $\psi(X)$ est l'ondelette mère analysante, a est un facteur d'échelle de dilatation temporelle et b est un facteur de translation dans le temps. La transformée en ondelette est constituée de plusieurs ondelettes mères. Le tableau III.3 présente les différentes familles des ondelettes:

Les familles d'ondelettes	Symbole
Ondelette de Haar	Haar
Ondelette de Daubechies	Db
Ondelette de Symlets	Sym
Ondelette de Meyer	Meyr
Ondelettes gaussiennes	Gaus
Chapeau mexicain	Mexh
Ondelette de Morlet	Morl
Ondelette de Coiflets	Coif
Ondelettes de Shannon	Shan
Ondelettes gaussiennes complexes	Cgau
Ondelettes biorthogonales	Bior
Approximation discrète de l'ondelette de Meyer	Dmey
Ondelettes de Morlet complexes	Cmor
Ondelettes de Shannon complexes	Shan

Tableau III.3: Familles d'ondelettes [60]

La transformation en ondelette continue (TOC) d'un signal $x(t)$ est donnée par [72] :

$$T_x(a, b) = \langle \psi_{a,b}(X) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) dt \quad (\text{III-2})$$

Sa version fréquentielle est donnée par [73]:

$$T_x(a, b) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \psi(af) e^{j2\pi fb} df \quad (\text{III-3})$$

La transformation en ondelette continue (TOC) produit une représentation temps-échelle similaire à celle de la représentation temps-fréquence produite par la transformée de Fourier à court terme (TFCT).

III.4.2 Calcul des coefficients $C_{a,b}$

La procédure de calcul des coefficients $C_{a,b}$ s'effectue comme suit [60]:

1. On prend une ondelette et on la compare à une section au début du signal original ;
2. On calcule le coefficient $C_{a,b}$ qui représente le degré de corrélation de l'ondelette avec cette portion du signal ;
3. On translate l'ondelette vers la droite et on répète les étapes (1) et (2) jusqu'à ce que le signal soit couvert en entier ;
4. On dilate l'ondelette et on répète les étapes une(1) à trois (3) ;
5. On recommence l'opération pour toutes les étapes à différentes échelles.

Le signal peut être reconstruit à partir de ses coefficients en ondelettes sous réserve que l'ondelette ψ vérifie la condition d'admissibilité, elle existe et soit finie :

$$C_\psi = \int_0^{+\infty} \frac{|\hat{\psi}|^2}{|f|} df < +\infty \quad (\text{III-5})$$

Où $\hat{\psi}(f)$ désigne la transformée de Fourier de $\psi(x)$. La formule de reconstruction fait intervenir ce coefficient de normalisation C_ψ

$$f(x) = \frac{1}{C_\psi} \iint_{b \in \mathbb{R} \ a > 0} C_x(a, b) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) db \frac{da}{a^2} \quad (\text{III-6})$$

III.4.3 Diagnostic du défaut par la technique de l'ondelette continue (TOC) avec machine alimentée directement par le réseau triphasé

Les résultats d'analyse par ondelette continue montrent la signature du courant statorique phase 'a' de la machine à induction pour un fonctionnement sain et en défaut rotorique avec cassures des barres adjacentes et en défaut statorique avec court-circuit entre 80 et 32 spires. Les figures (III.3.III.10) illustrent l'évolution des coefficients $C_{a,b}$ de la (TOC) pour des échelles entre 0 et 64 respectivement avec application de la famille d'ondelettes (Meyer, Morlet) et couple de charge de 3.5 Nm à l'instant $t=0.5s$.

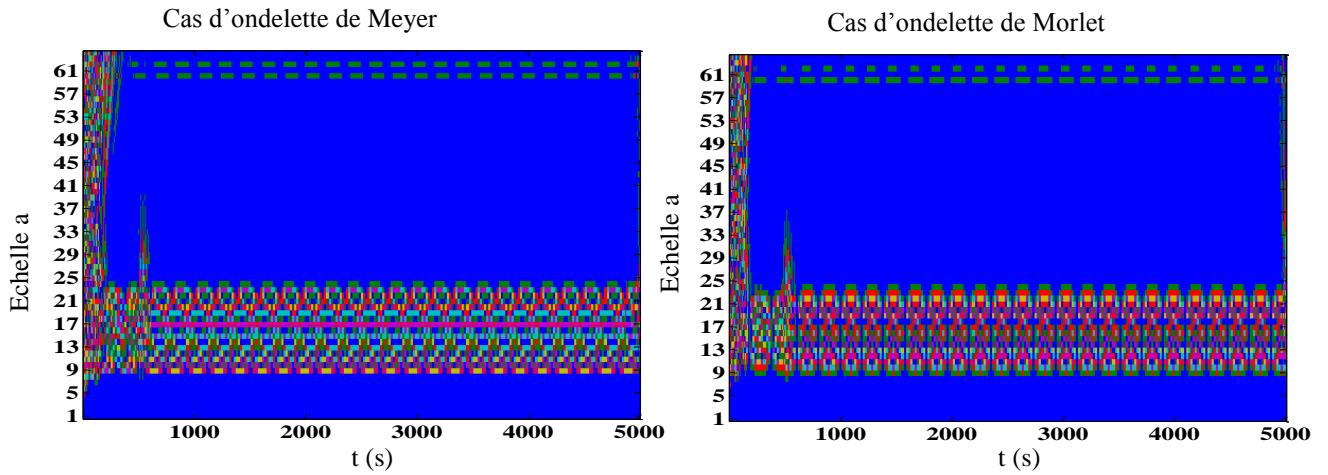


Figure III.3 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes en état sain

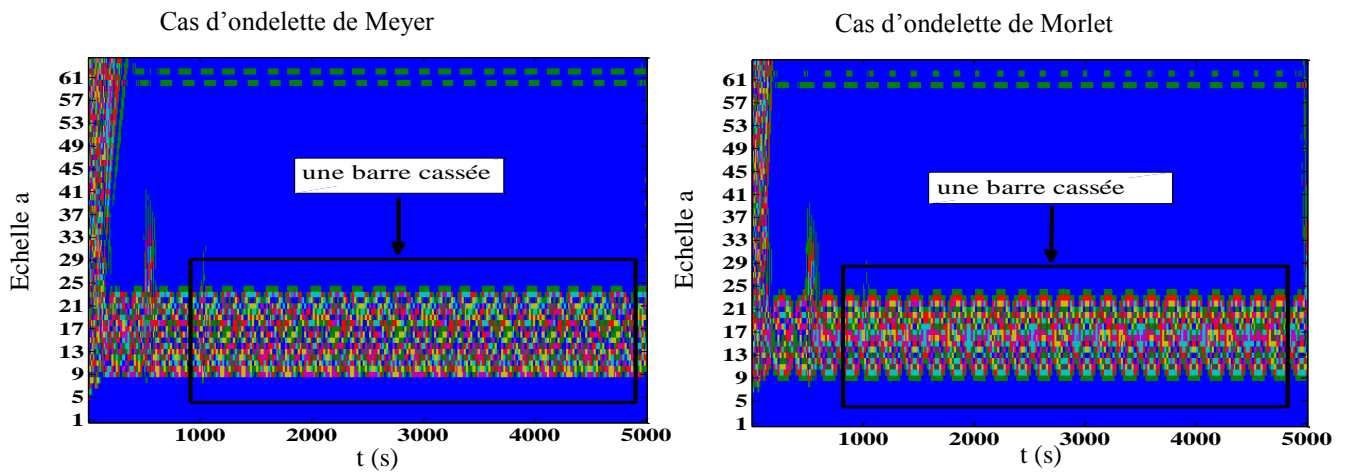


Figure III.4 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec une barre cassée

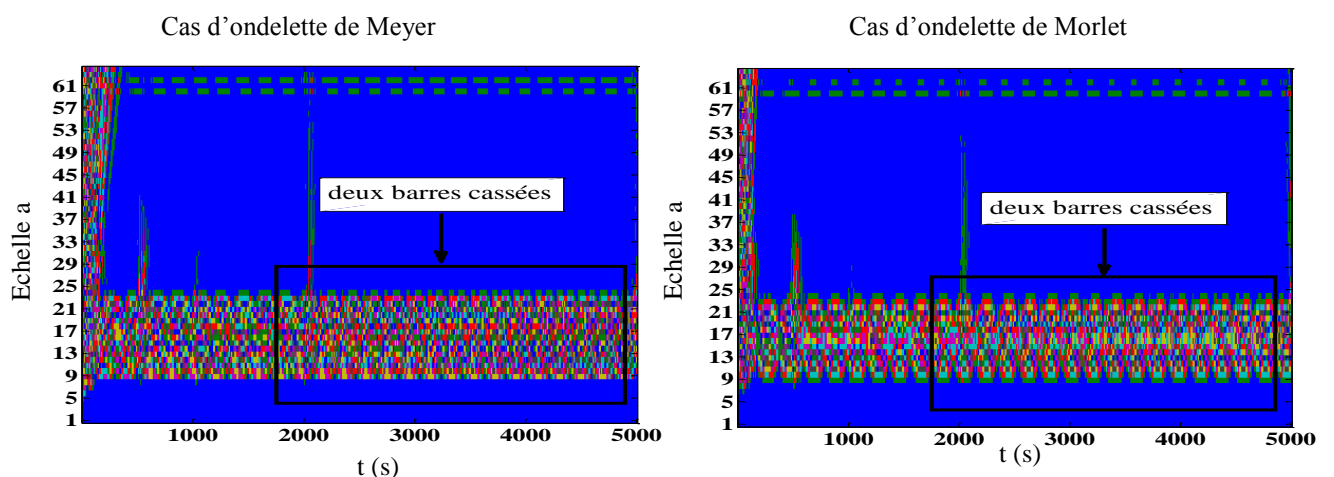


Figure III.5 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec deux barres cassées adjacentes

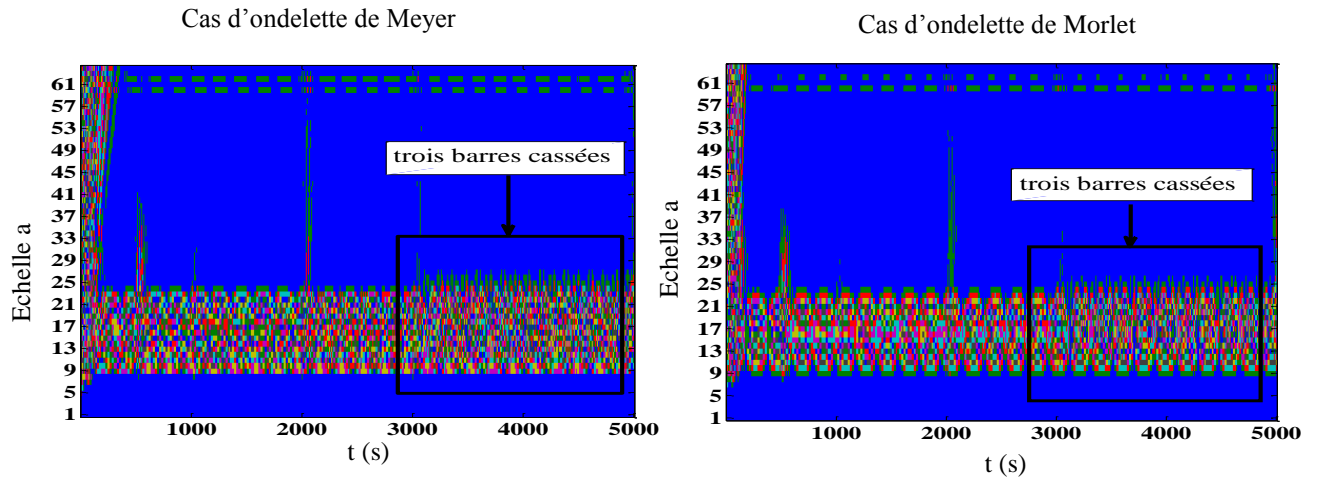


Figure III.6 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec trois barres cassées adjacentes

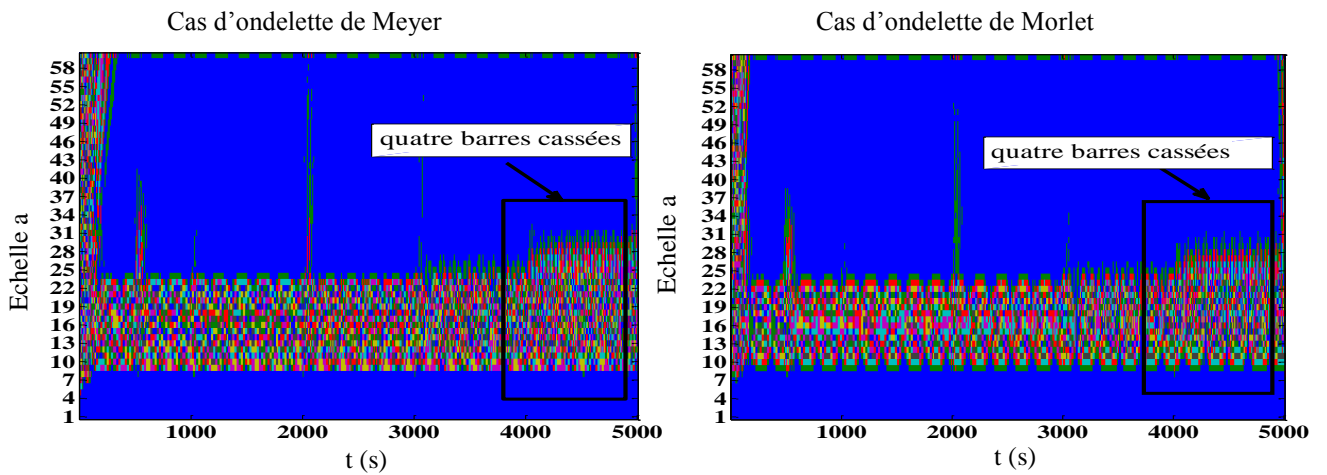


Figure III.7 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes

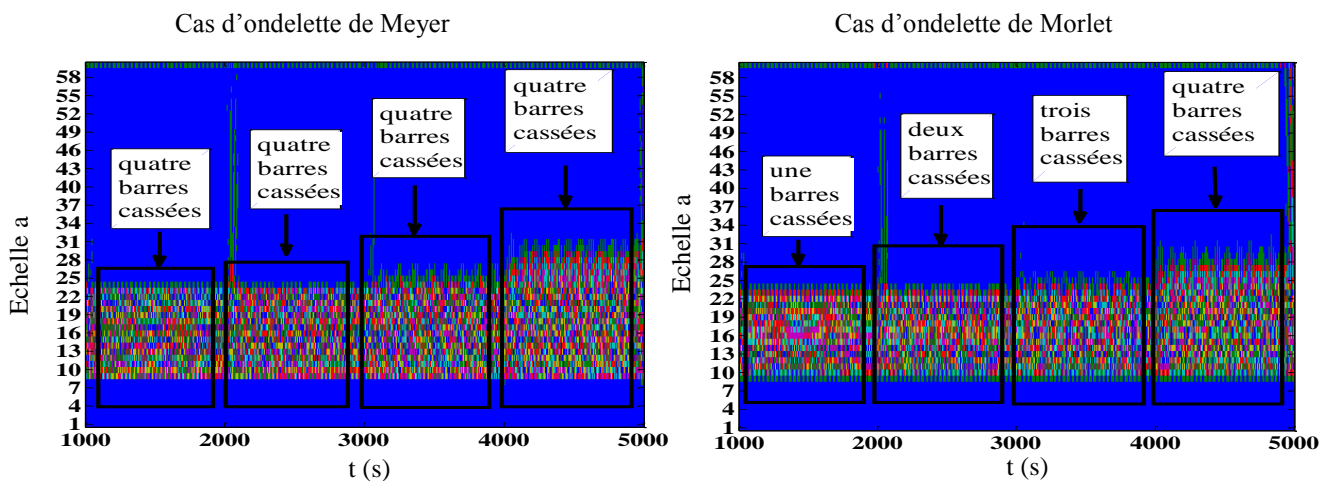


Figure III.8 : Agrandissement de l'allure du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes

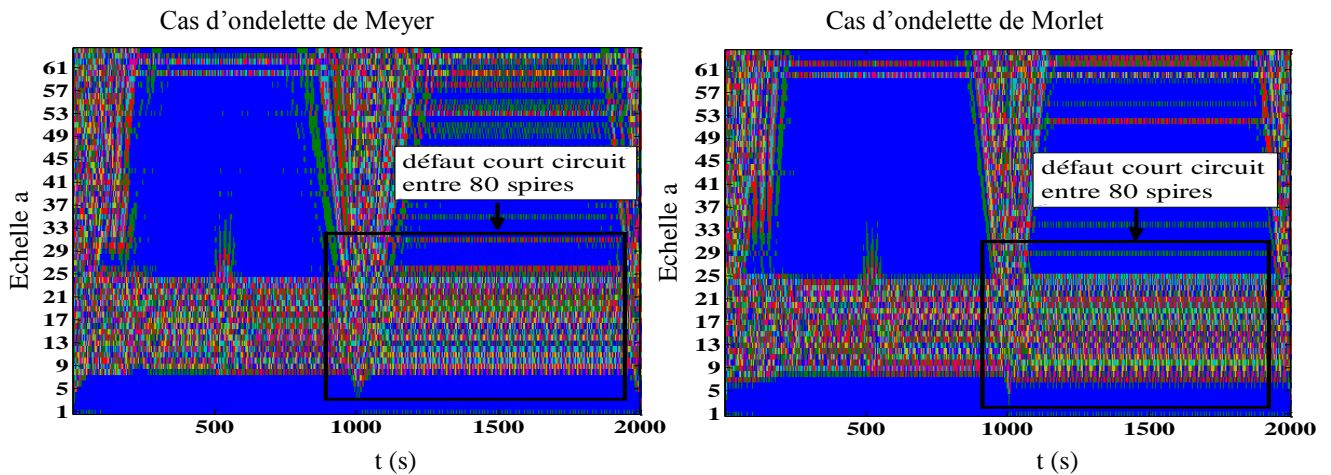


Figure III.9 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec défaut court-circuit entre 80 spires

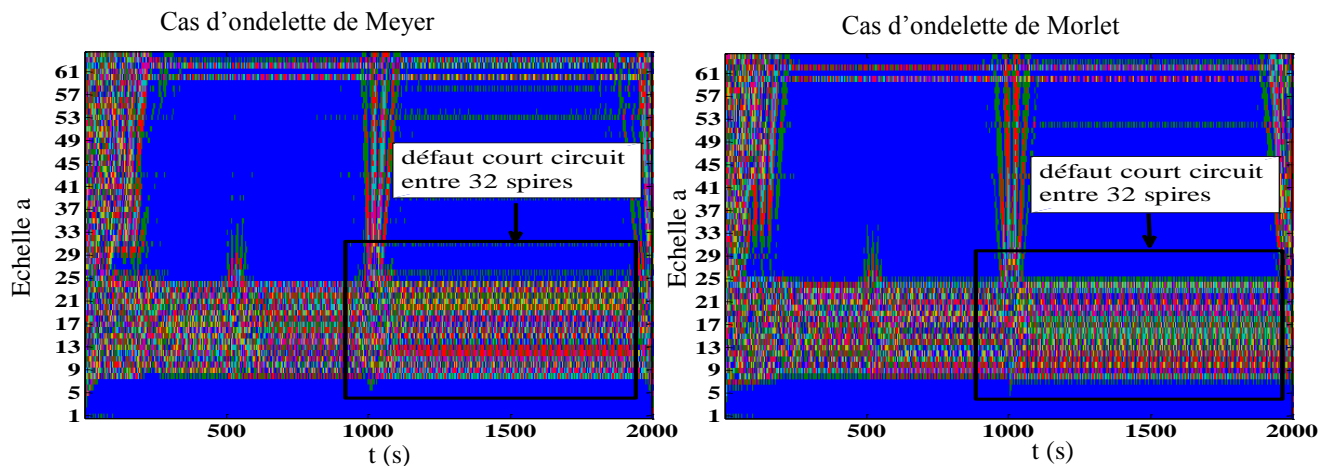


Figure III.10 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec court-circuit entre 32 spires

Les figures illustrent l'application de la transformée en ondelettes continue du courant statorique d'une phase (a), pour les échelles entre 0 et 64 respectivement et la famille d'ondelettes de Meyer et Morlet dans le cas: sain et de défauts (cassures de quatre barres adjacentes en temps $t=2s$, $t=3s$, $t=4s$), et court-circuit entre 80 et 32 spires. La transformée en ondelettes continues montre que l'analyse est une mesure de la similarité entre les fonctions de base (ondelettes) et le signal lui-même. Les coefficients de calculs se rapportent à la proximité du signal à l'ondelette à l'échelle actuelle (a, b). Dans le cas de l'état normal on remarque aucun changement dans le courant c'est-à-dire il est stable figures III.3, mais dans le cas de défauts (cassure de deux barres, trois barres, quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 et 32 spire), on peut observer une variation du coefficient dans les figures III. (4-5-6-7-9-10), de sorte que les coefficients d'onde du défaut de la machine sont plus forts que les coefficients d'ondelettes par rapport au cas sain. Ces différences indiquent que la transformation en ondelettes est capable de détecter les modifications des composantes du signal entre la machine défaillante et le cas sain pendant la période de démarrage.

Pour les échelles hautes correspondent aux basses fréquences. Tandis que les basses échelles correspondent aux hautes fréquences. En conséquence, le petit pic du graphique correspond aux composantes hautes fréquences et le large pic correspond à la composante basse fréquence du signal. Le tableau III.4 ci-dessous montre l'amplitude des bandes d'énergie, en utilisant l'analyse du courant statorique par différents types d'ondelettes continues (Meyer, Morlet) avec défaut rotorique et statorique:

Amplitude des bandes d'énergie pour défauts rotoriques et statoriques	ondelettes Meyer	ondelettes Morlet
Une barre cassée	23.4	23.3
Deux barres cassées adjacentes	24.6	24.5
Trois barres cassées adjacentes	27.1	26.5
Quatre barres cassées adjacentes	31.3	30.4
Court-circuit entre 80 spires	26.5	25.6
Court-circuit entre 32 spires	24.4	24.2

Tableau III.4 : Amplitude des bandes d'énergie du courant de stator par analyse d'ondelettes continues (Meyer, Morlet) avec défaut rotorique et statorique et la machine alimentée directe par le réseau triphasé

III.4.4 Diagnostic du défaut par la technique d'ondelette continue (TOC) avec machine alimentée par l'onduleur à MLI

Pour mettre en évidence l'effet d'onduleur à MLI sur l'évolution de comportement de la machine, les figures suivantes représentent le rôle de la technique de l'ondelette continue pour détecter les défauts rotoriques de type cassure des barres et défauts statoriques de type court-circuit entre spires, on applique à l'instant $t=0.5s$ une charge de $Cr=3.5 N.m$

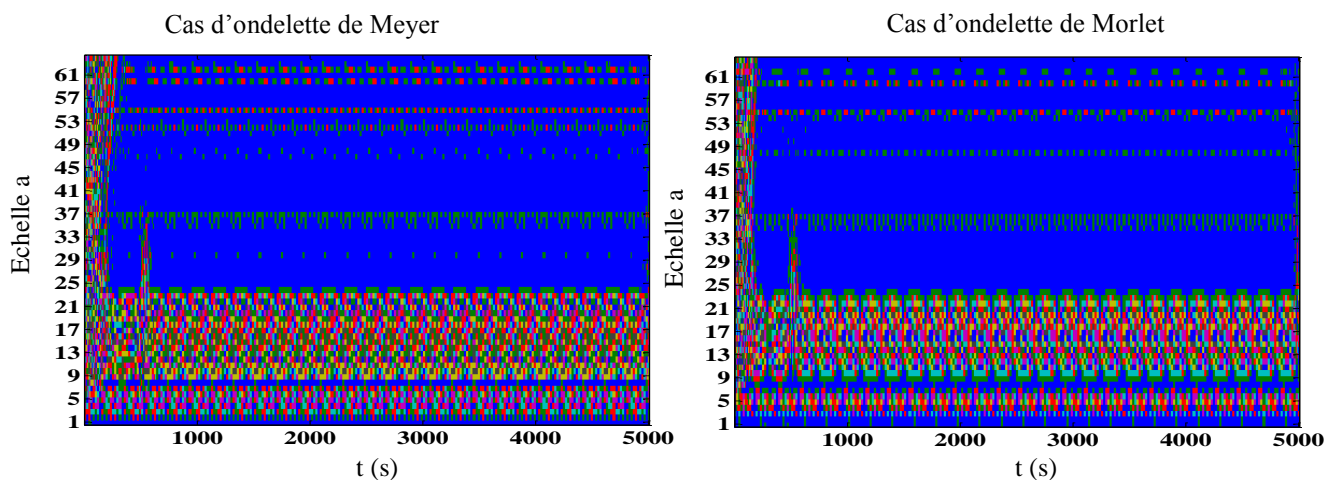


Figure III.11 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes en l'état sain alimentation avec onduleur à MLI

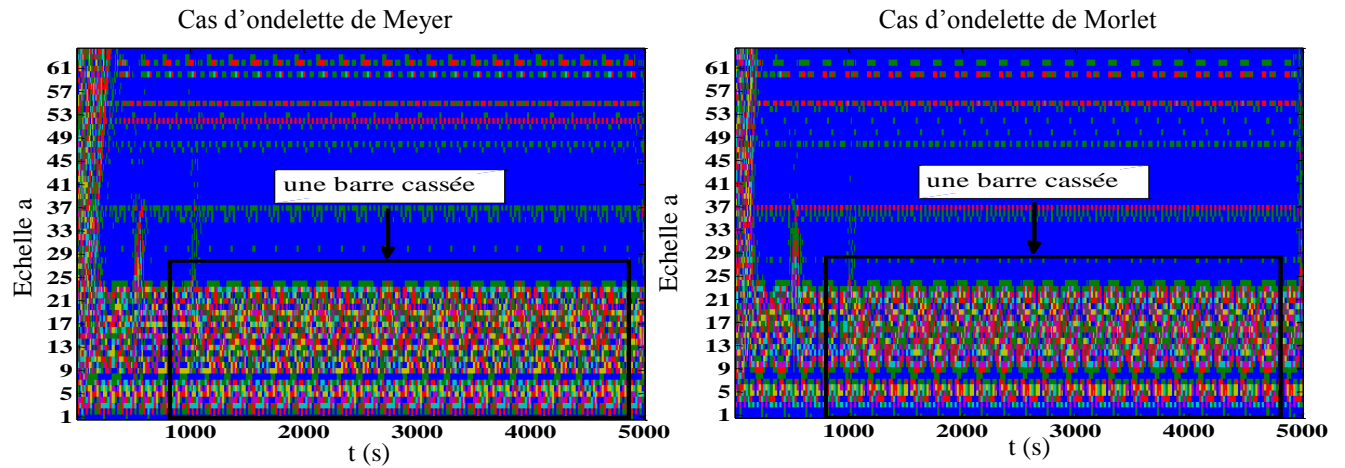


Figure III.12 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec une barre cassée, alimentation avec onduleur à MLI

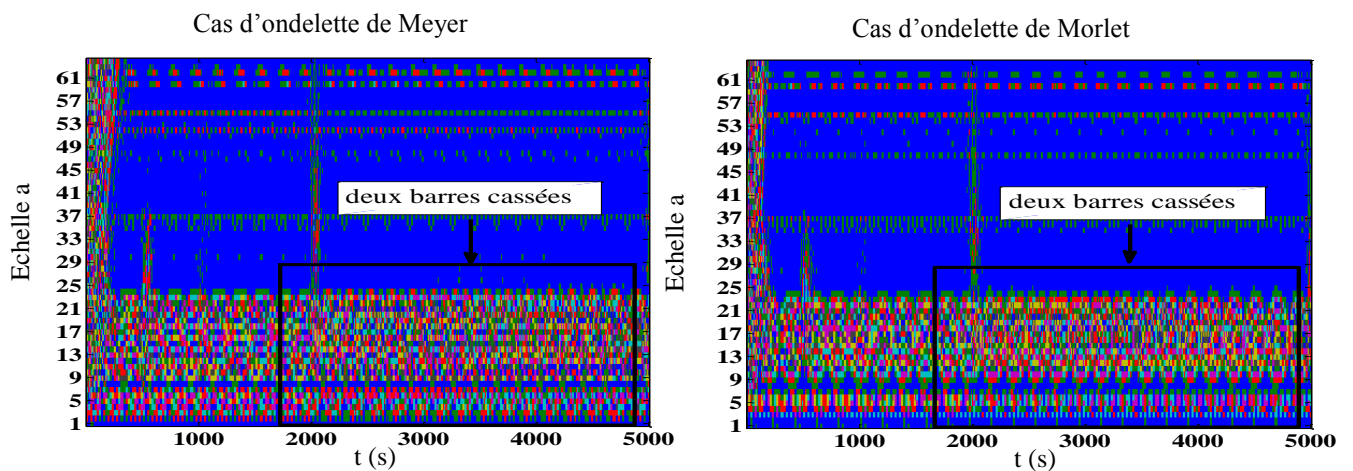


Figure III.13 Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec deux barres cassées adjacentes, alimentation avec onduleur à MLI

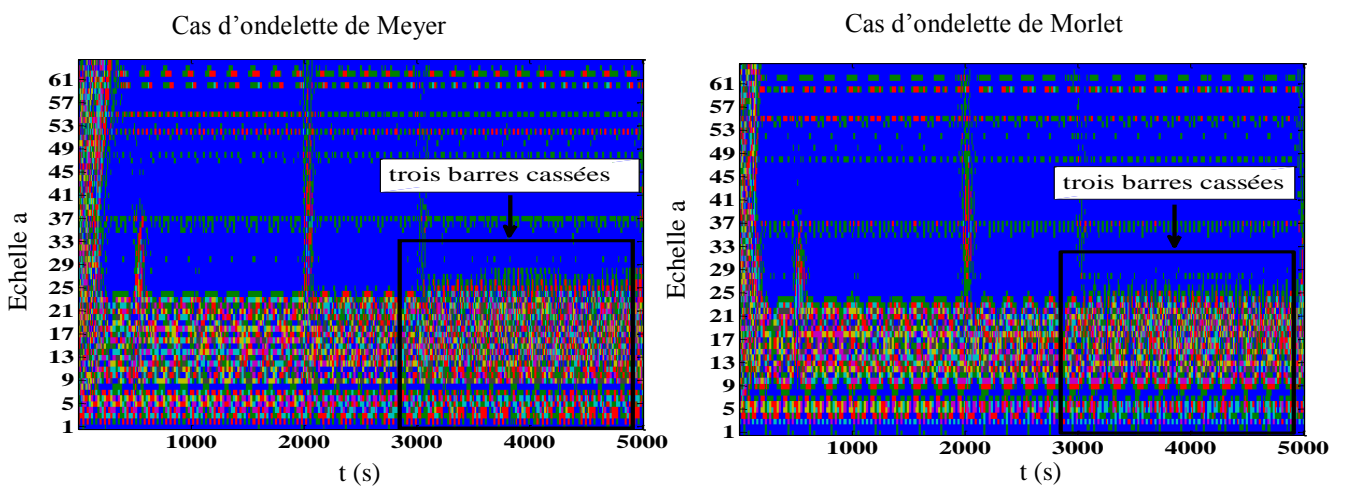


Figure III.14 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec trois barres cassées adjacentes, alimentation avec onduleur à MLI

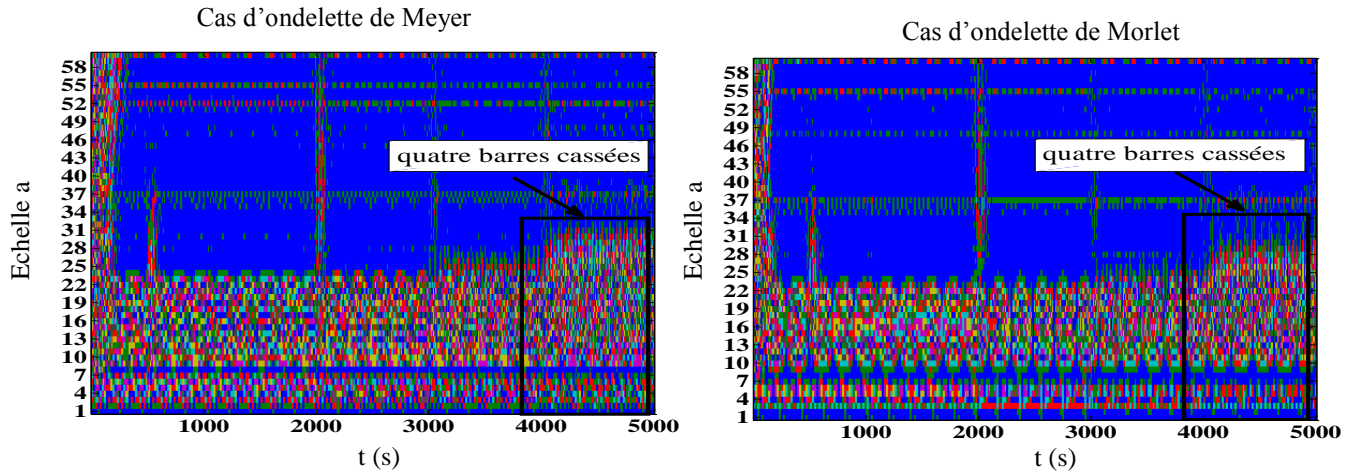


Figure III.15 : Analyse du courant statorique par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes, alimentation avec onduleur à MLI

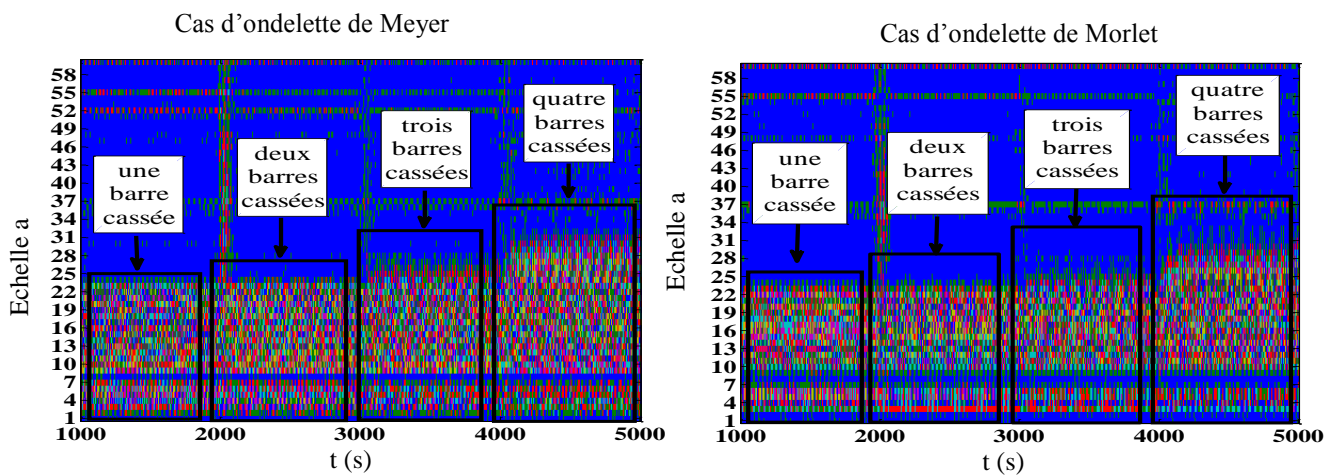


Figure III.16 : Agrandissement du courant de stator par les différents types d'ondelettes avec quatre barres cassées adjacentes, alimentation avec onduleur à MLI

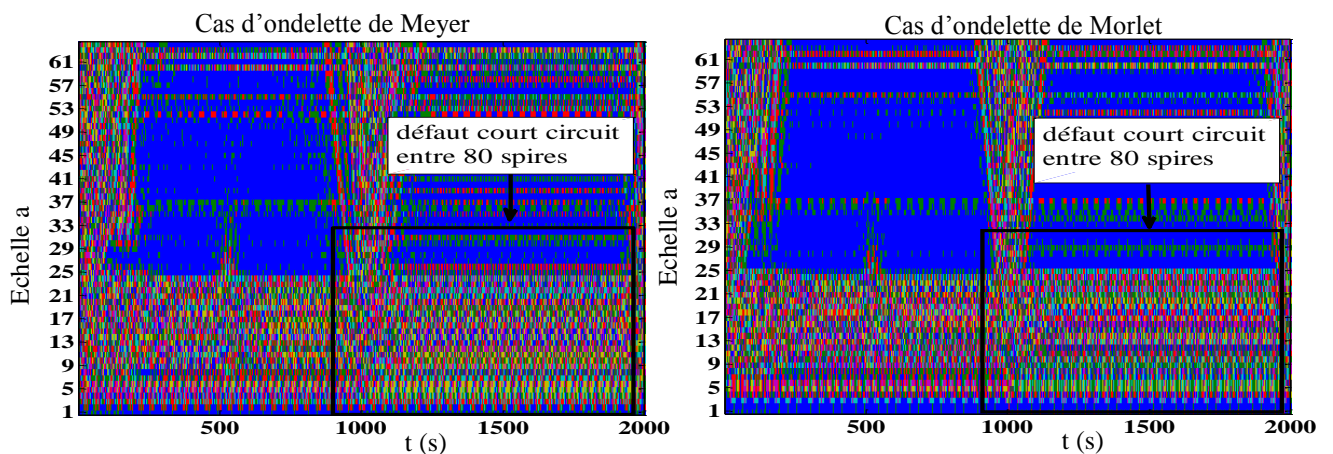


Figure III.17: Analyse du courant de stator par les différents types d'ondelettes avec court-circuit entre 80 spires, alimentation avec onduleur à MLI

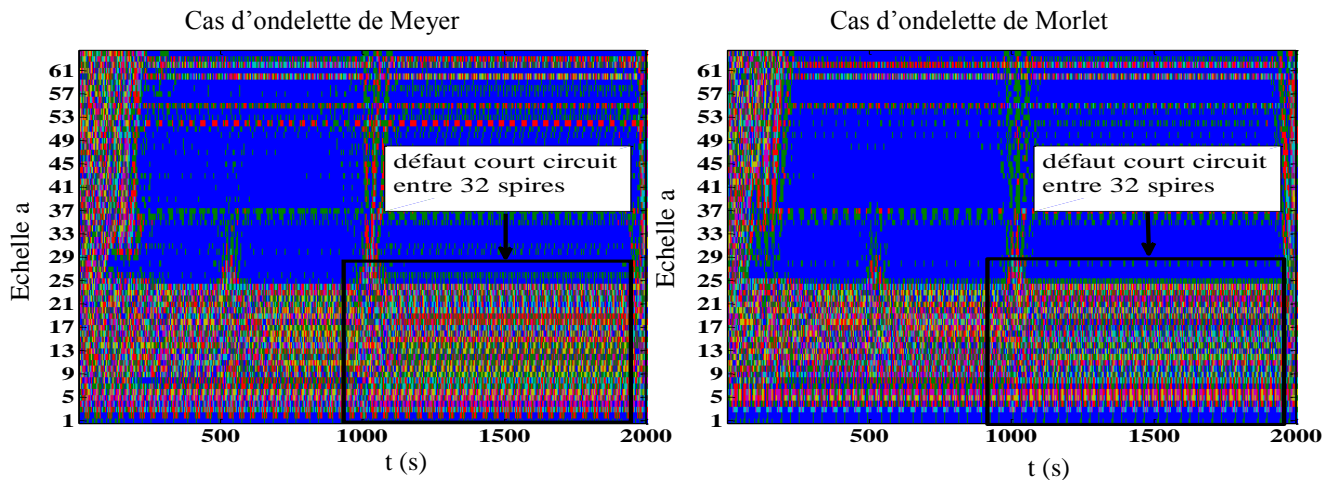


Figure III.18 : Analyse du courant de stator par les différents types d'ondelettes avec court-circuit entre 32 spires, alimentation avec onduleur à MLI

Lors de l'application d'onduleur à MLI et l'analyse du courant statorique par ondelette continue, on remarque dans le cas sain aucun changement dans le courant figure (III.11), mais en présence des défauts statoriques et rotoriques, le signal affecté à travers les variations du coefficient dans les figures (12-13-14-15-17-18), et ceci apparait par augmentation de l'échelle 'a'. Le tableau III.5 ci-dessous montre l'amplitude des bandes d'énergie, en utilisant l'analyse du courant statorique par différents types d'ondelettes continues (Meyer, Morlet) avec défauts rotoriques et statoriques et la machine alimentée par onduleur à MLI :

Amplitude des bandes d'énergie pour défauts rotoriques et statoriques	ondelettes Meyer	ondelettes Morlet
Une barre cassée	24.4	24.5
Deux barres cassées adjacent	25.5	25.6
Trois barres cassées adjacent	27.5	26.1
Quatre barres cassées adjacent	31.8	30.5
Court-circuit entre 80 spires	27.3	26.7
Court-circuit entre 32 spires	26.4	25.6

Tableau III.5: Amplitude des bandes d'énergie du courant statorique par analyse d'ondelettes continues (Meyer, Morlet) avec défauts rotoriques et statoriques et la machine alimentée par un onduleur à MLI

III.5 Transformée en ondelettes discrète (TOD)

Le TOD est une technique efficace et puissante qui fournit une représentation temps-fréquence d'un signal non stationnaire avec une meilleure résolution temporelle qu'une transformation de Fourier, et permet l'analyse de composante haute fréquence avec un intervalle de temps court et analyse de composante basse fréquence avec un intervalle de temps long.

Le TOD résulte de la version continue, et utilise un facteur d'échelle discret et une translation. On appelle TOD dyndique toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $a=2^i$.

L'analyse d'ondelettes discrètes peut être réalisée en mettant à l'échelle le filtre $h(k)$, filtre passe-bas associé à la fonction de mise à l'échelle $\phi(t)$, et au filtre en ondelettes $g(k)$, qui est un filtre passe-haut associé à l'ondelette fonction $\psi(t)$ [74]

$$\phi_j(t) = \sum_k h(k) 2^{(j+1)/2} \phi(2^{j+1}t - k) \quad (\text{III-7})$$

$$\psi_j(t) = \sum_k g(k) 2^{(j+1)/2} \psi(2^{j+1}t - k) \quad (\text{III-8})$$

On note que $h(k)$ et $g(k)$ sont les filtres passe bas et passe haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes.

La transformation en ondelettes peut aussi être considérée comme un processus de décomposition du signal en approximations et en détails. Le signal d'origine $f(t)$, traverse deux filtres complémentaires, passe-haut et passe-bas et émerge en tant que deux signaux respectivement le signal d'approximations A et le signal de détails D comme le montre la figure III.19

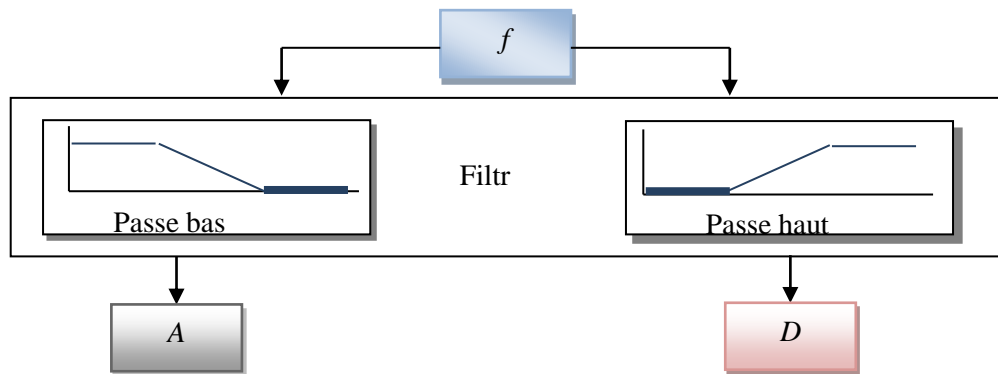


Figure III.19 : Décomposition du signal f en approximations A et détails D [75]

III.5 .1 Décomposition du signal en plusieurs niveaux (multi niveaux)

Cet algorithme permet de décomposer le signal $f(n)$ en plusieurs niveaux comme illustré sur la figure. Le processus de décomposition peut être répété, avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en plusieurs composantes de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer, ou sur un critère approprié.

Le signal $f(n)$ est un signal de temps discret pour qu'il soit décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolution. Les premiers coefficients de décomposition sont A1 et D1, où A1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$. La figure III.20 illustre l'algorithme de décomposition du signal en plusieurs niveaux.

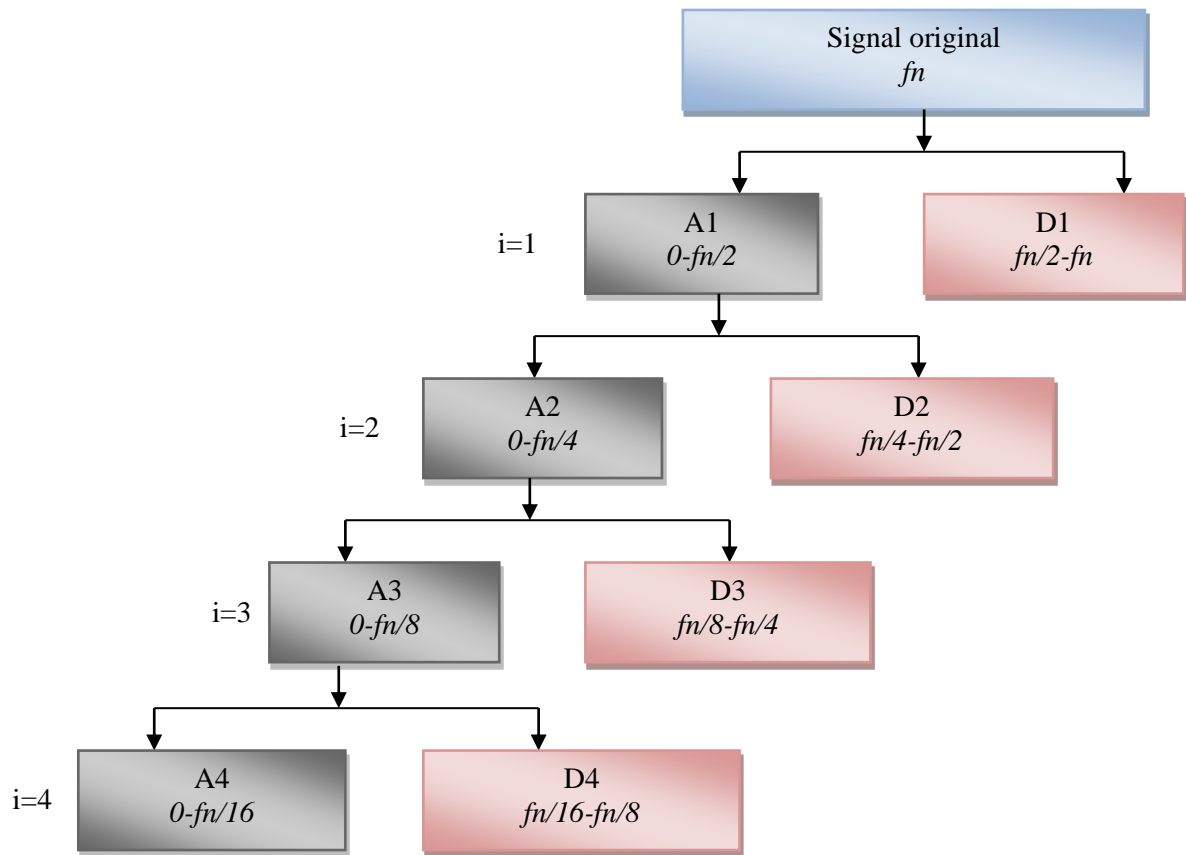


Figure III.20 : Décomposition du signal fn en plusieurs niveaux [76]

III.5.2 Calcul du nombre de niveaux pour décomposition de signal

La décomposition du signal à plusieurs niveaux, dépend de l'utilisation du type d'ondelette mère "Daubechies44" (db44), qui est donné par l'équation :

$$n_{ls} = \text{int} \left(\frac{\log(f_s/f)}{\log(2)} \right) + 2 \quad (\text{III-9})$$

Où f : 50 Hz fréquence de réseaux ;

f_s : 10KH fréquence de d'échantillonnage ;

n_{ls} = nombre de niveaux de décomposition.

Pour cette approche, une décomposition supplémentaire de ce signal doit être effectuée afin que la bande de fréquence $[0 - fs]$ soit décomposée en plusieurs bandes. Habituellement, deux niveaux de décomposition supplémentaires seraient suffisants pour l'analyse [77]. A partir de la relation (III-9), nous pouvons calculer le nombre minimum de niveaux de décomposition nécessaires pour obtenir un signal d'approximation et les détails :

$$n_{ls} = \text{int} \left(\frac{\log(10000/50)}{\log(2)} \right) + 2 = 9 \text{ levels} \quad (\text{III-10})$$

Le tableau III.6 présente les différentes bandes de fréquences obtenues par décomposition en multi niveau :

Niveau	Approximations		Details	
i=1	A1	0-5000Hz	D1	5000–10000 Hz
i=2	A2	0-2500Hz	D2	2500 – 5000 Hz
i=3	A3	0-1250Hz	D3	1250 –2500 Hz
i=4	A4	0-625 Hz	D4	625 – 1250 Hz
i=5	A5	0-312.5Hz	D5	312.5 – 625 Hz
i=6	A6	0-156.25 Hz	D6	156.25 – 312.5 Hz
i=7	A7	0- 78.125Hz	D7	78.125 – 156.25 Hz
i=8	A8	0-39.0625Hz	D8	39.0625 – 78.125 Hz
i=9	A9	0-19.53Hz	D9	19.531 – 39.0625 Hz

Tableau III.6 : Bandes de fréquences pour le signal en ondelettes [78]

III.5.3 Diagnostic du défaut par la décomposition du courant statorique en plusieurs niveaux avec machine alimentée directement par le réseau triphasé

Les figures ci-dessous à l'aide du type d'ondelette mère "Daubechies44" (db44), représentent le rôle technique d'ondelette discrète pour la décomposition des courants du stator en plusieurs niveaux. Pour détecter et localiser le défaut, on considère un outil idéal en raison de son aptitude d'analyse des signaux (régime non stationnaire), Dans le cas sain et de défaut rotorique (cassures de quatre barres adjacentes) et de défaut statorique (court-circuit entre 80 et 32 spires).

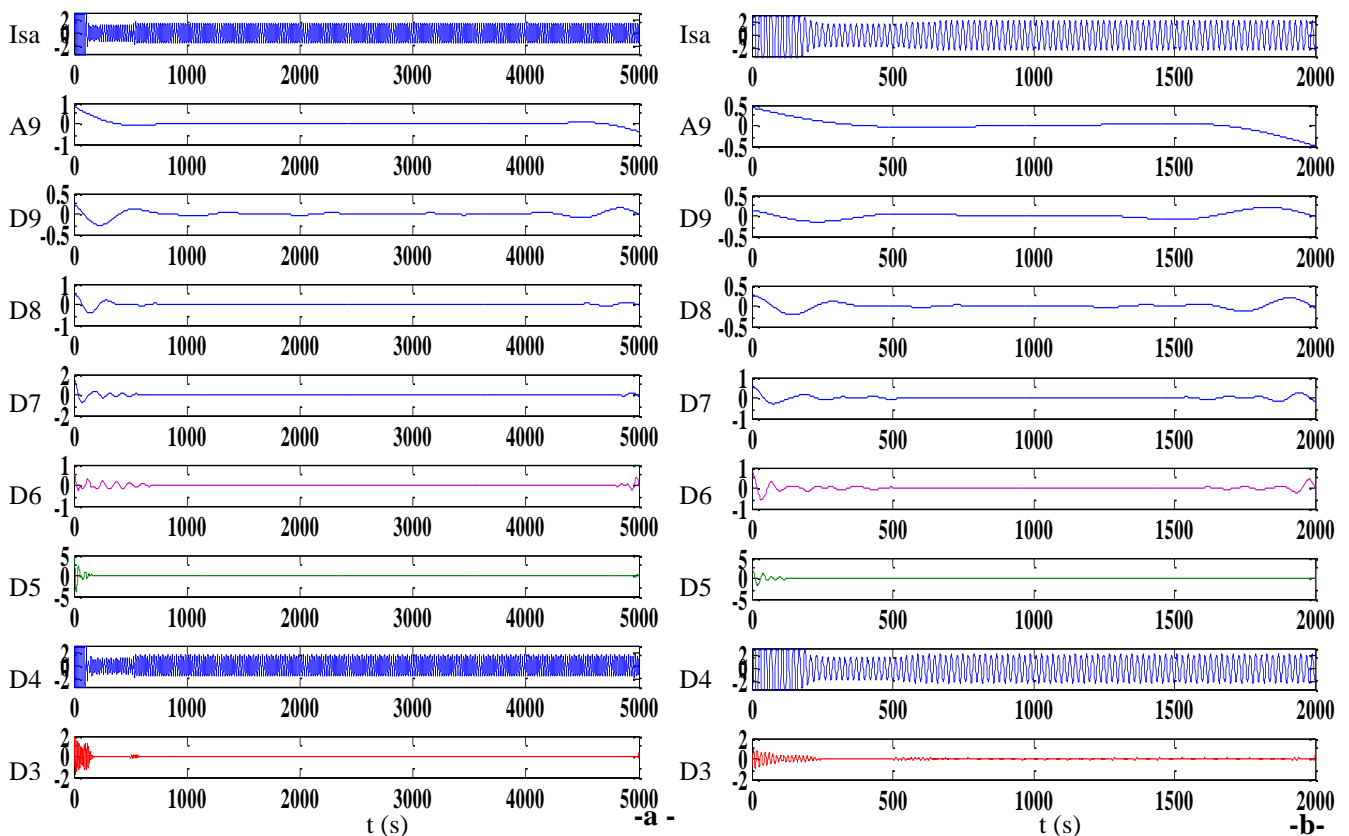


Figure III.21: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44

(a): machine saine avec modèle multi-enroulement (b): machine saine avec modèle triphasé

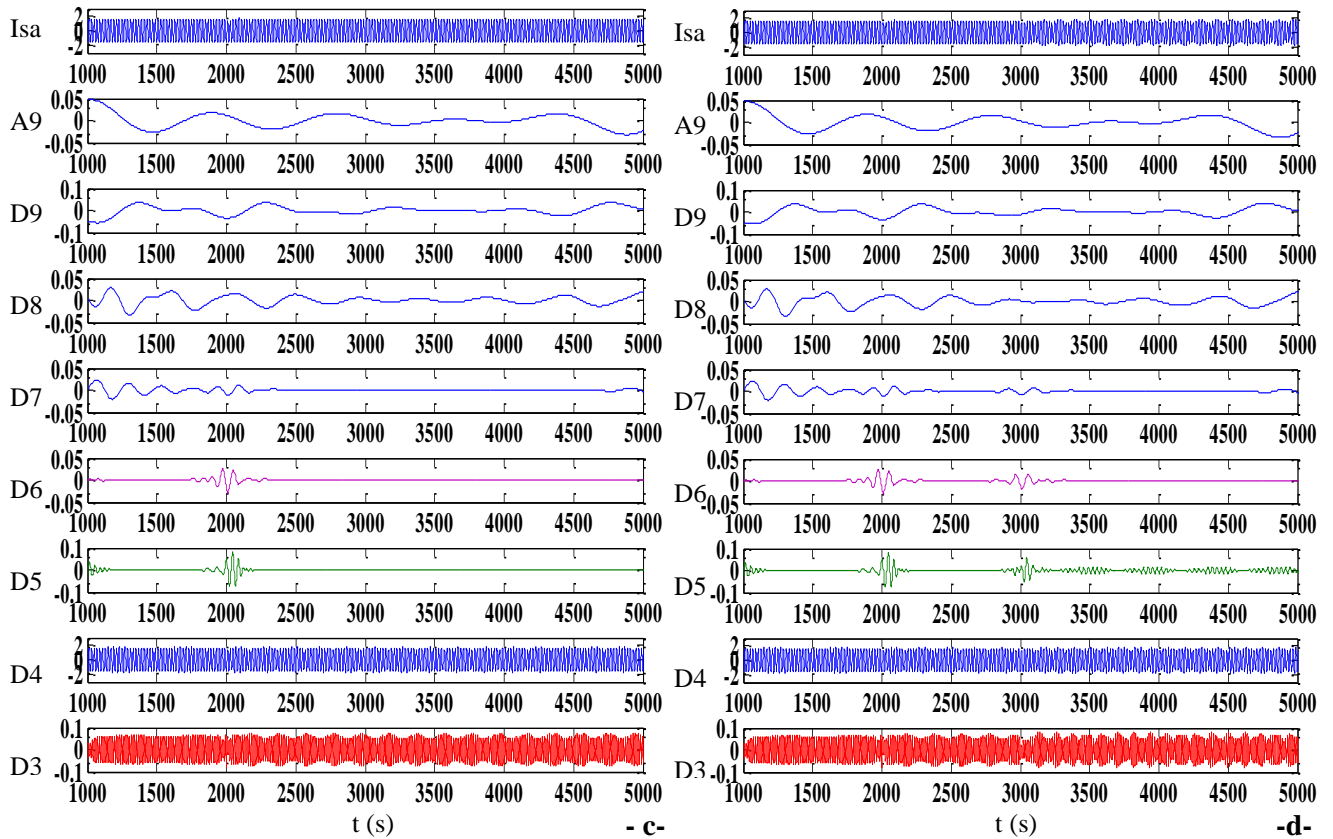


Figure III.22: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44

(c): deux barres cassées adjacentes (d): trois barres cassées adjacentes

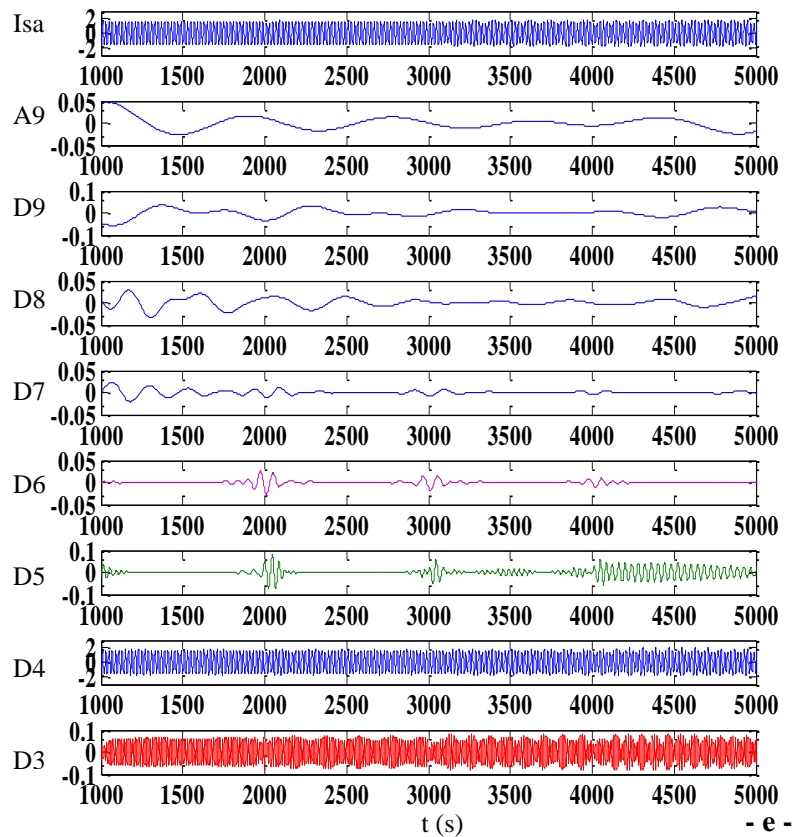


Figure III.23: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44

(e): quatre barres cassées adjacentes

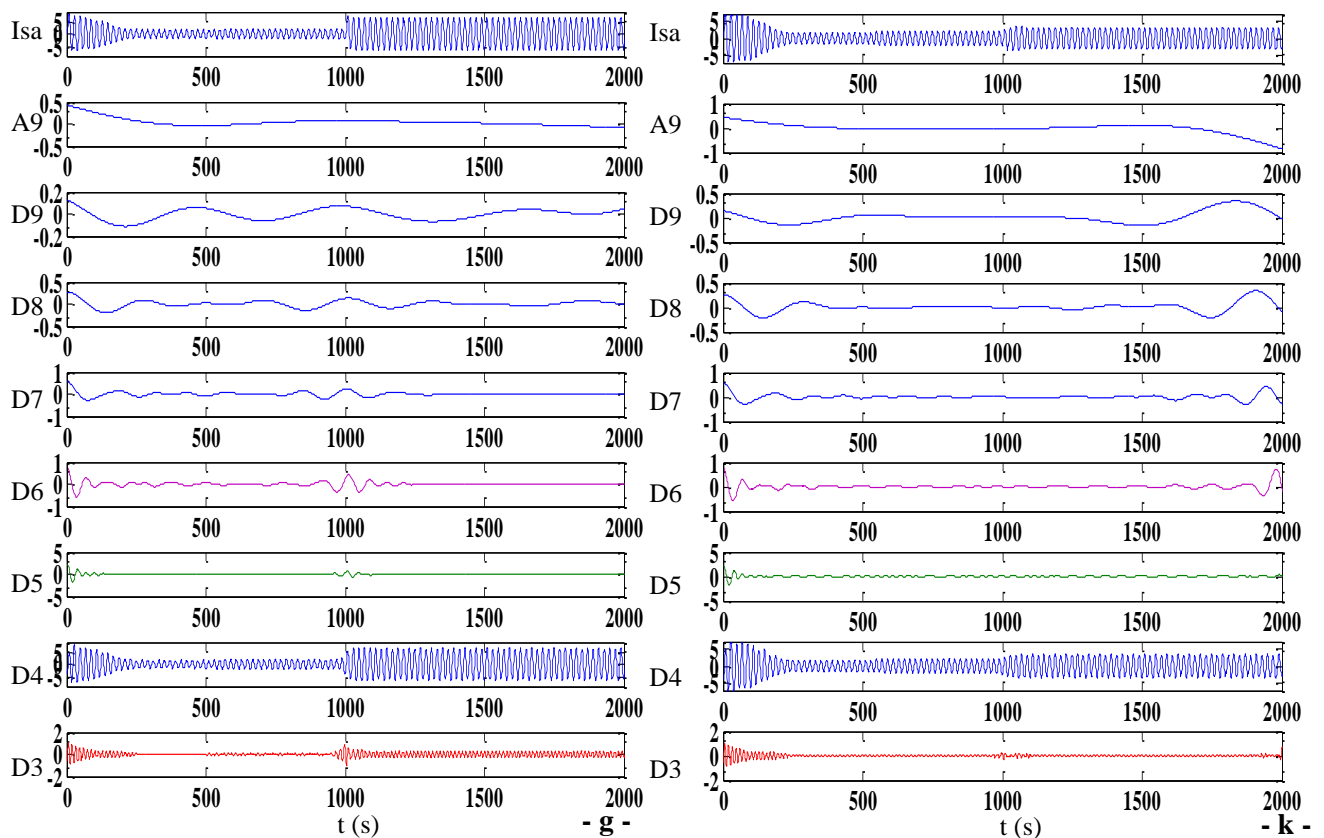


Figure III.24: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44

(g): court-circuit entre 80 spires (k): court-circuit entre 32 spires

Les figures III. (32- 33- 34- 35) montrent huit (8) signaux détaillés et un signal d'approximation (D9, D8, D7, D6, D5, D4, D3 et A9). Le signal détaillé contient des informations hautes fréquences et le signal d'approximation contient des informations basses fréquences. Les figures III.21 (a-b) montrent le courant du stator pour un fonctionnement de la machine à l'état sain. Les données acquises ne révèlent aucune information pouvant être utilisée pour la détection de défaut. Lors d'un fonctionnement de la machine en cas de défaillance rotorique (cassure quatre barres adjacentes) les figures III.23 (c-d-e), et en cas de défaillance statorique court-circuit entre 80 et 32 spires. Les figures III.24 (g-k), on observe l'augmentation de l'oscillation en fonction du nombre de barres cassées et court-circuit entre 80 et 32 spires qui se manifestent dans les coefficients d'analyse du signal (D6, D5, D4, D3), car les bandes de fréquences sont affectées par les différents types de défauts. Les signaux les plus affectés sont D3 et se présentent sous une forme harmonique. L'évolution de cette harmonique se reflète clairement dans les hautes fréquences des signaux d'ondelettes résultant de l'analyse, ce qui permet de détecter la défaillance.

III.5.4 Diagnostic du défaut par la décomposition de courant statorique en plusieurs niveaux avec machine alimentée par l'onduleur à MLI

Les figures ci-dessous représentent l'effet de l'onduleur à MLI sur le comportement de la machine lorsqu'on applique les défauts rotoriques et statoriques.

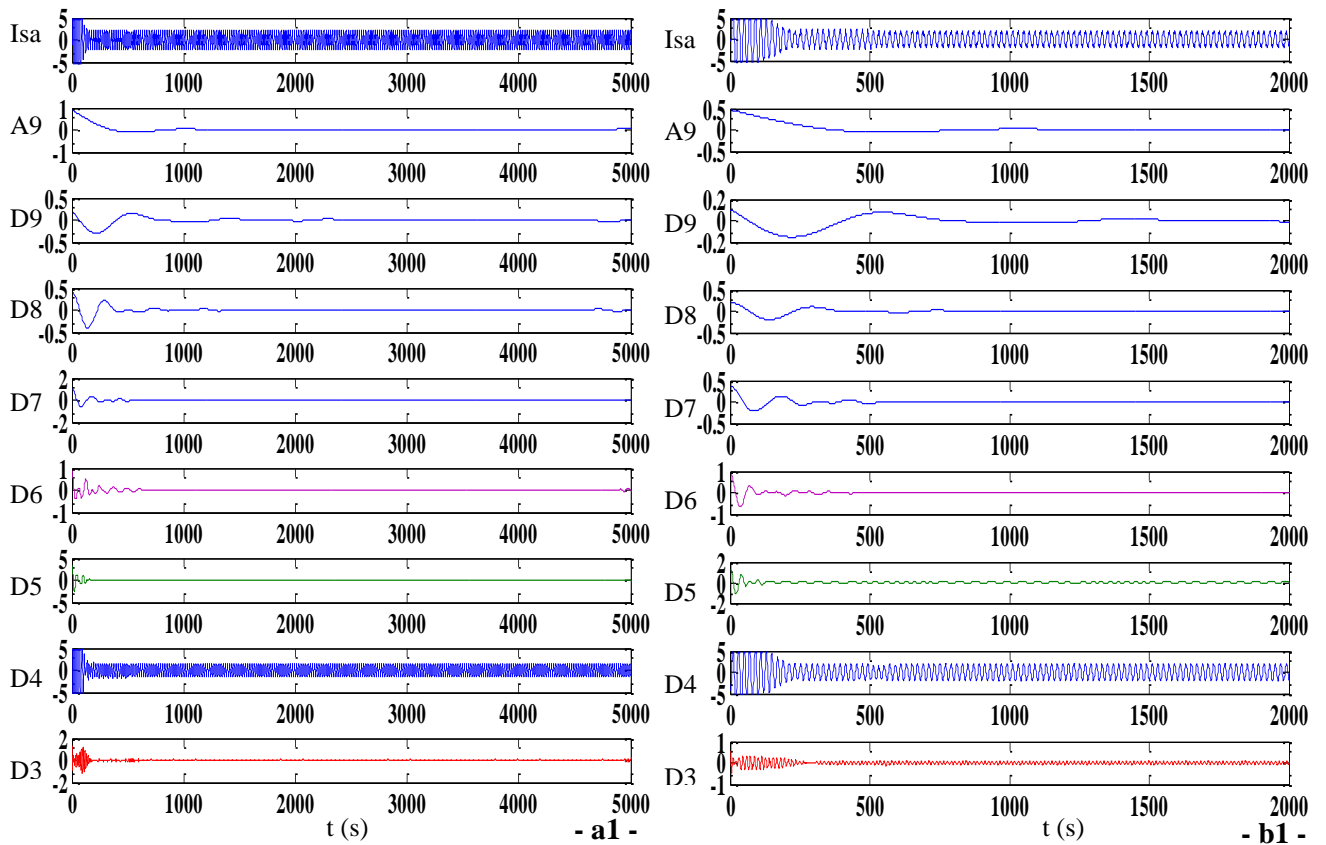


Figure III.25: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44

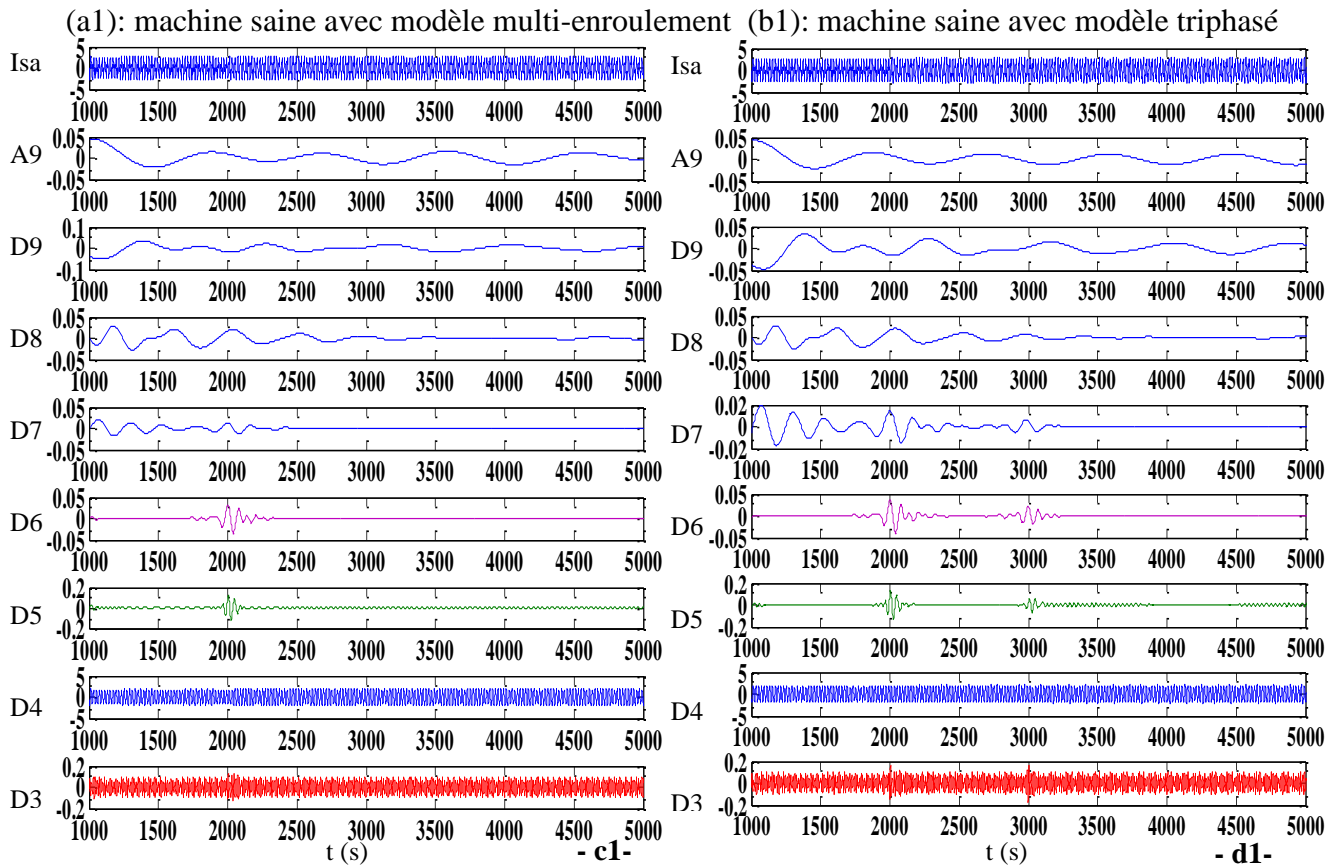


Figure III.26: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44

(c1): deux barres cassées adjacentes (d1): trois barres cassées adjacentes

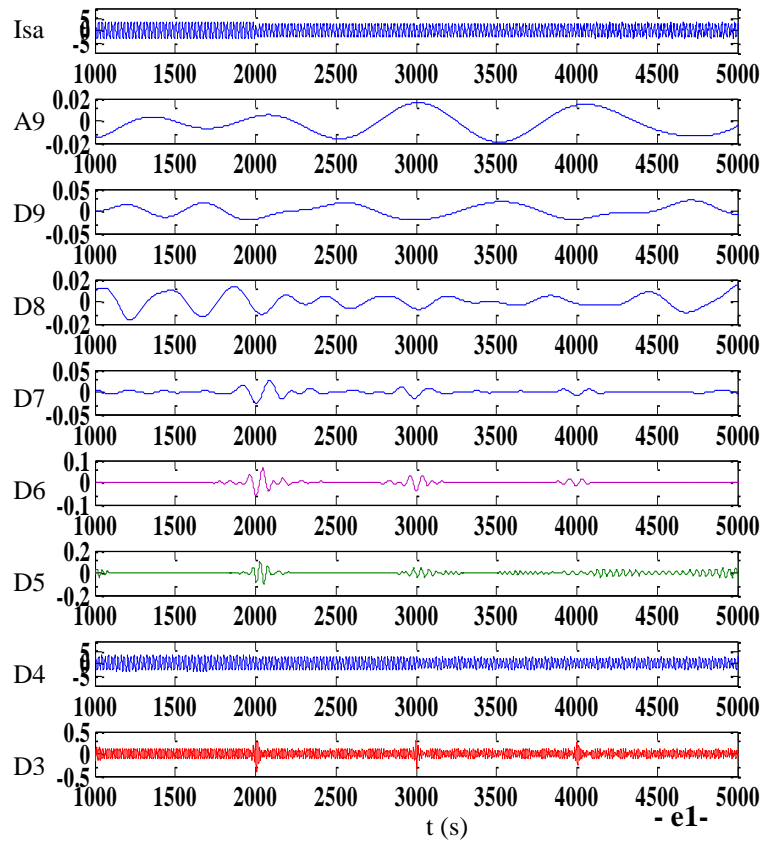


Figure III.27: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44
(e1): quatre barres cassées adjacentes

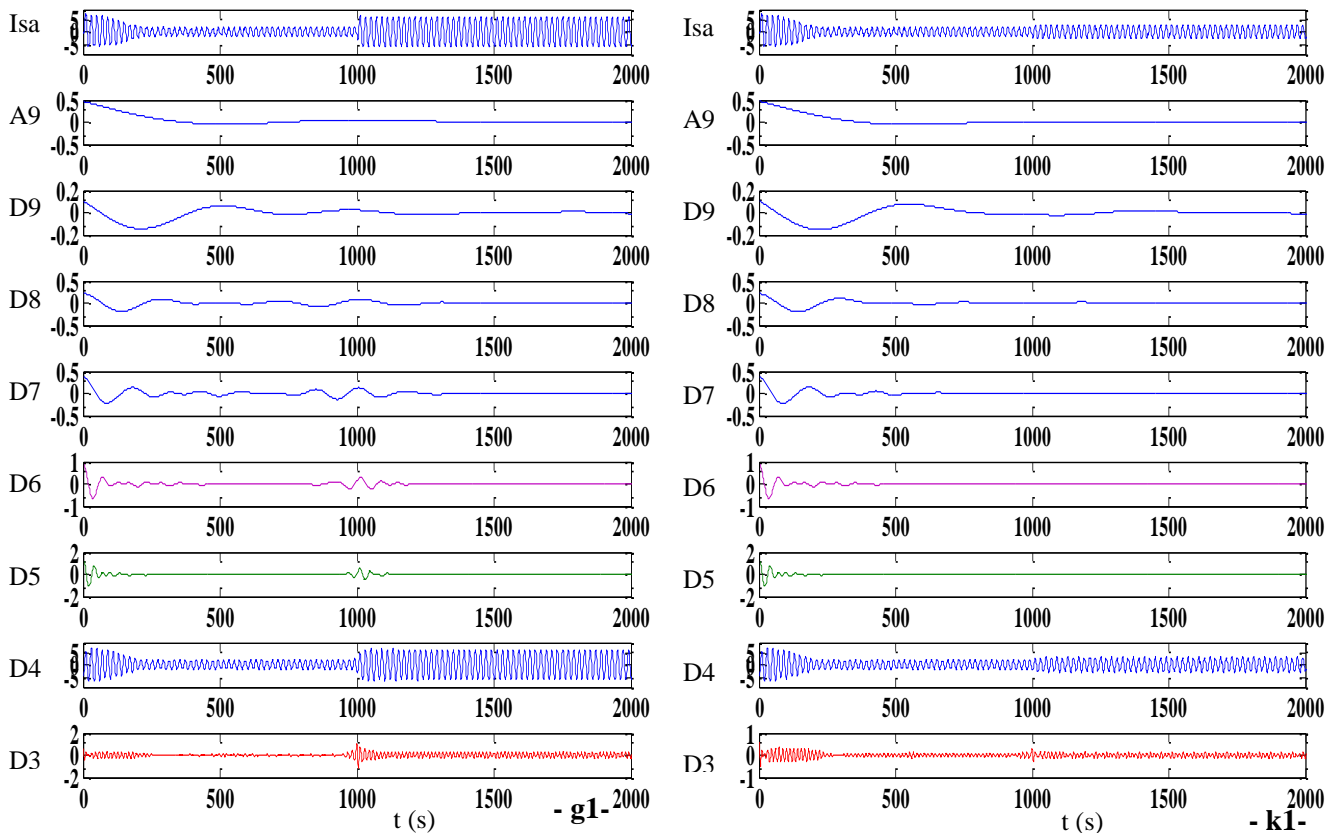


Figure III.28: Analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveaux obtenus par db44
(g): court-circuit entre 80 spires (k): court-circuit entre 32 spires

Pour analyser le courant du stator nous avons effectué la décomposition des signaux en ondelette discrète multi niveaux à l'aide de l'ondelette mère db44. Les figures III. (25-26-27-28) illustrent les signaux dans le cas sain et de défaut rotorique et statorique obtenus par les informations détaillées des approximations (D9, D8, D7, D6, D5, D4, D3 et A9), on observe l'apparition des oscillations aux niveaux (D6, D5, D4) à cause des harmoniques injectées par l'introduction de l'onduleur à MLI dans le signal de courant statorique, mais elle est plus faible dans le cas du niveau D3 en cas de court-circuit. On peut noter que l'utilisation de la technique des ondelettes permet d'extraire et de localiser les défauts dans les signaux non stationnaires. La décomposition avec la technique d'ondelette confirme les résultats obtenus par la décomposition du signal en multi niveaux à travers la détection de toutes les bandes de fréquences. Ce qui entraîne une augmentation de l'amplitude et génération d'une brusque variation de fréquence lors d'apparition du défaut. Toutes les autres défaillances pouvant produire une non-stationnarité dans la machine, et pourrait être détecté et localisé par la décomposition en ondelettes. Ce fait rend le diagnostic basé sur le signal d'approximation très fiable.

III.6 Diagnostic du défaut par le vecteur de Park avec machine alimentée directement par le réseau triphasé

L'étude de la machine asynchrone est basée essentiellement sur la transformée de Park, cette transformation est constituée d'une transformation triphasé-biphasé une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des machines électriques. Elle permet de passer du repère (a, b, c) vers le repère (α , β) [79]. Une représentation graphique des courants, dans les différents référentiels est donnée par la figure III. 29.

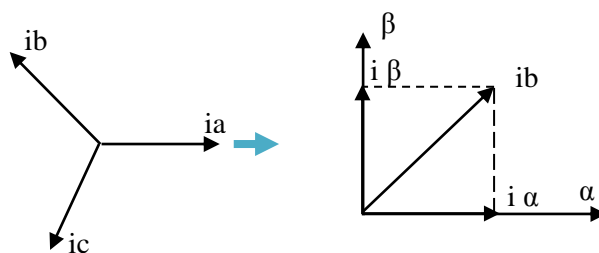


Figure III.29: Transformation de Concordia

Dans les conditions idéales, on suppose que $i_a + i_b + i_c = 0$, la transformation de Park modifiée est donnée par :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

Dans ce cas, le contour de Park est un cercle centré à l'origine. Ce contour est considéré comme un indice de référence simple et intéressant dans la mesure où ces déviations indiquent les anomalies pouvant affecter la machine [79]. Les figures III. (30-31) représentent le courant $I_\beta(t)$

en fonction du courant $I_\alpha(t)$ alimenté directement par le réseau triphasé avec fonctionnement de la machine dans le cas sain et de défaut (cassures des barres et court-circuit entre 80 et 32 spires).

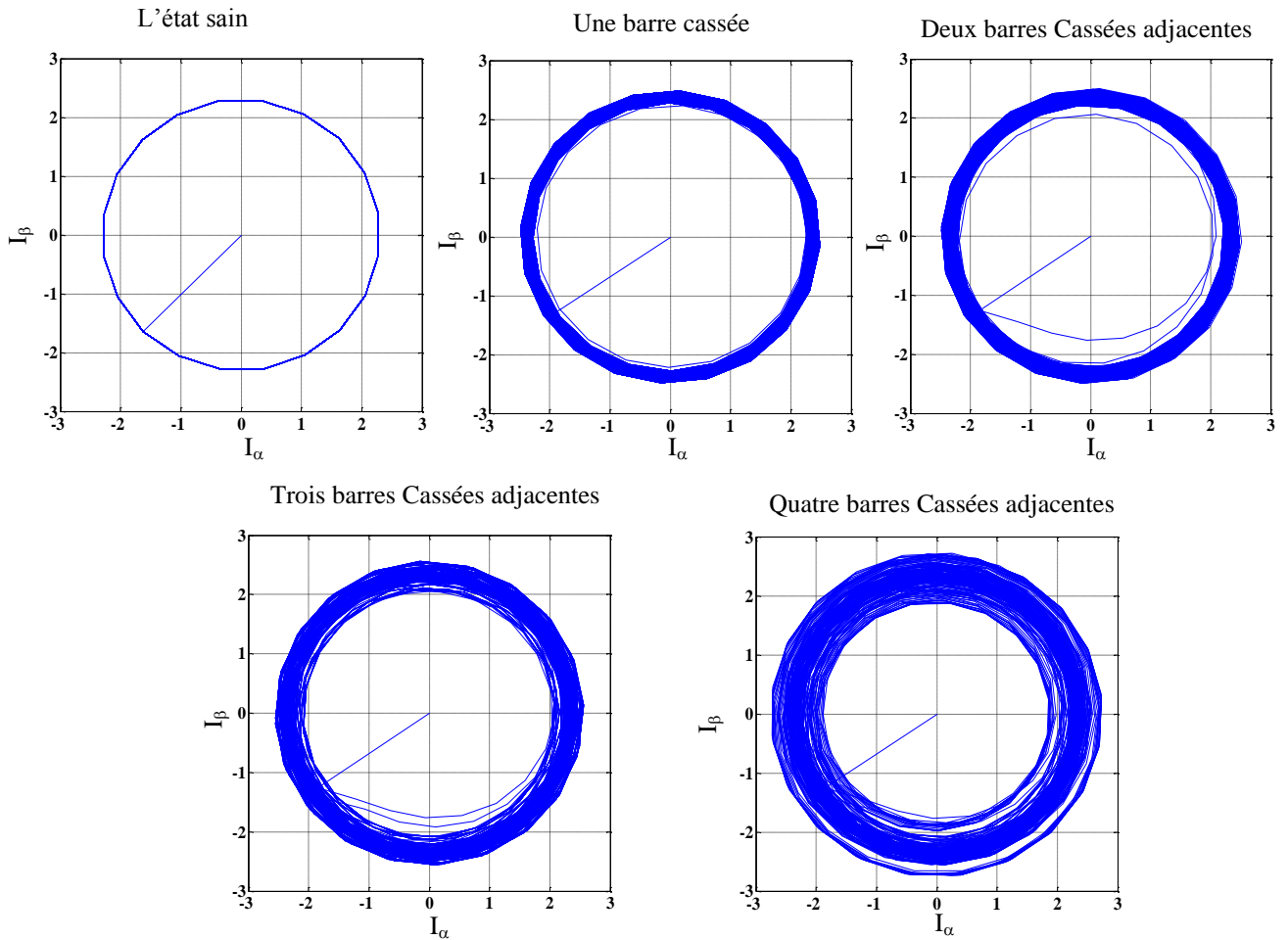


Figure III.30: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) dans le cas sain et de défaut cassures des barres adjacentes, MAS alimentée directement par le réseau triphasé

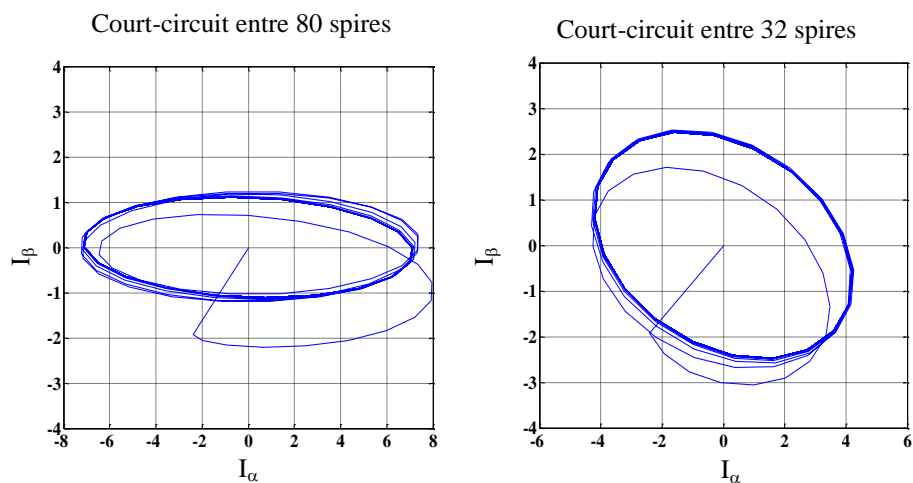


Figure III.31: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) dans le cas du court-circuit entre 80 et 32 spires, MAS alimentée directement par le réseau triphasé

Le vecteur de Park est considéré comme un indice de référence simple et représente le mode circulaire centré à l'origine des coordonnées, qui permet de détecter et localiser les défaillances

pendant la surveillance des déviations de signaux lors de la variation des modèles acquis telles que les cassures de barres ou court-circuit entre spires, comme illustré par les figures III. (30-31). En état sain, on remarque aucun changement de forme du modèle circulaire attendu, par contre en cas de défaut, il y a eu une déformation du cercle. Cela signifie la variation de comportements du rotor ou du stator que peut affecter la machine selon le nombre de barres cassées ou le nombre de spires en court-circuit. Ce qui entraîne une augmentation de l'épaisseur du cercle en présence de défaut (cassures de quatre barres adjacentes). En cas de court-circuit entre 80 spires, elle prend la forme ovale symétrique au centre, mais en cas de court-circuit entre 32 spires, elle prend la forme ovale spécifique du haut en bas avec augmentation de l'épaisseur du cercle.

III.7 Diagnostic du défaut par le vecteur de Park avec machine alimentée par l'onduleur à MLI

En considérant le système alimenté par l'onduleur à MLI les figures III. (32-33) illustrent la validation de détection du défaut à travers l'apparition des harmoniques dans la machine dans le cas sain et de défaut.

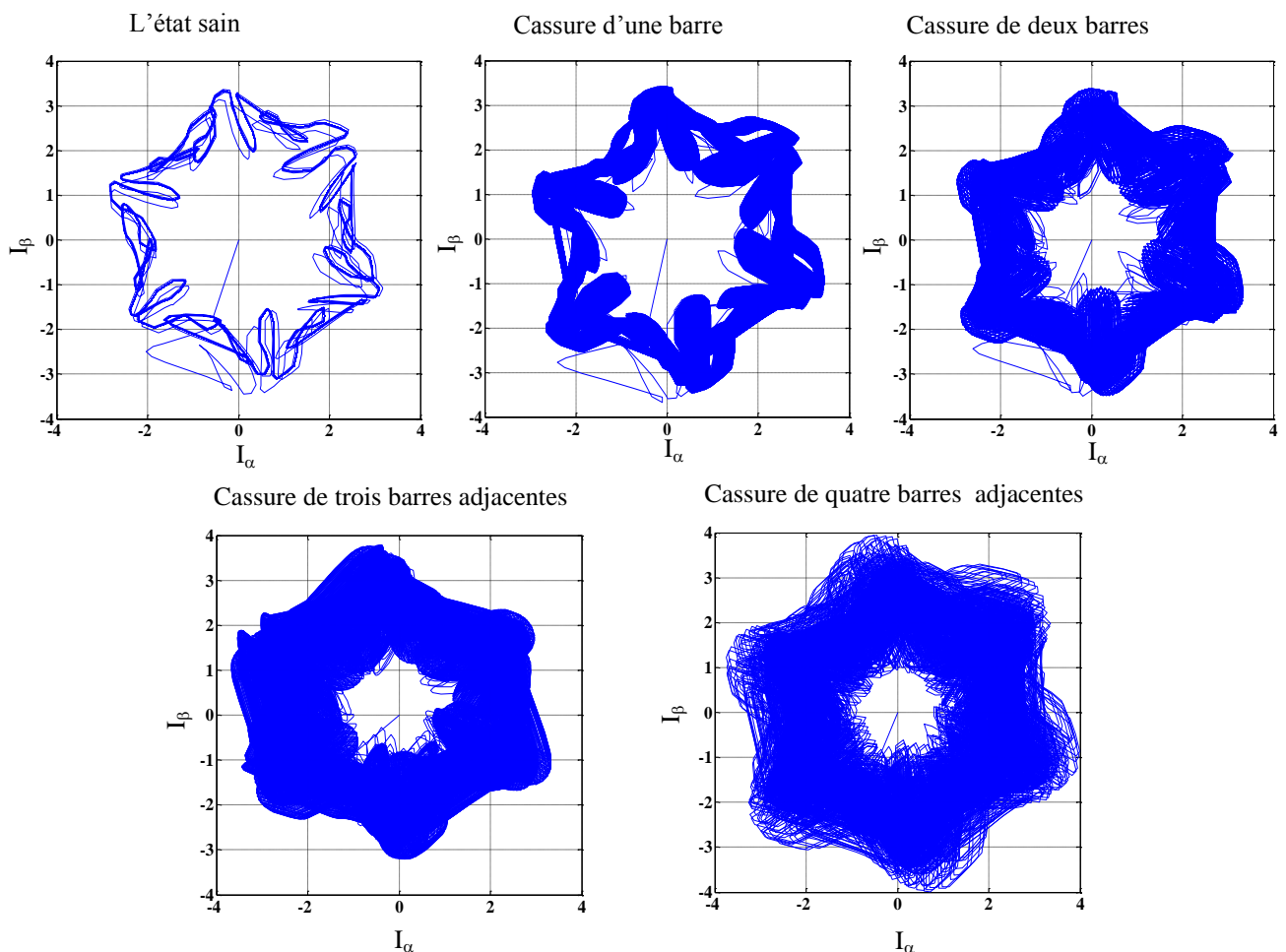


Figure III.32: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) dans le cas sain et de cassure des barres adjacentes, MAS alimentée par onduleur à MLI

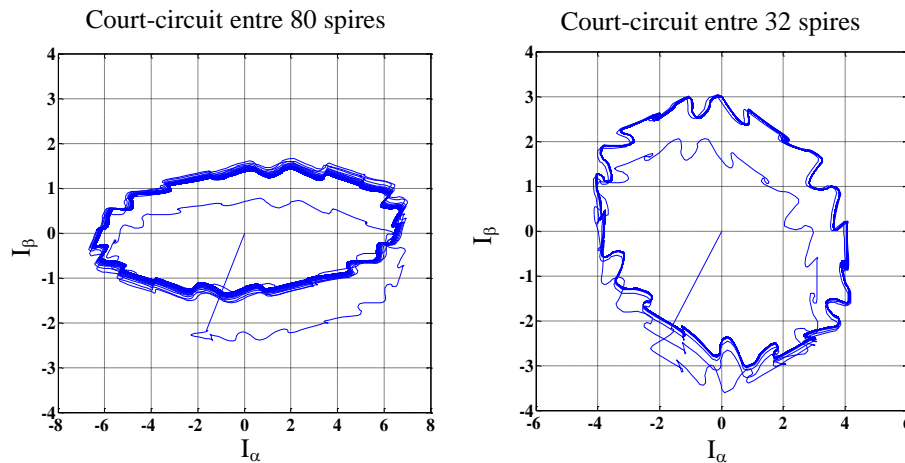


Figure III.33: Analyse de la trajectoire du vecteur de courant (le contour de Park) dans le cas de court-circuit entre 80 et 32 spires, MAS alimentée par l'onduleur à MLI

Pendant l'alimentation de la machine par l'onduleur à MLI, on remarque que le mode circulaire centré à l'origine des coordonnées et change dans le cas sain et en présence de défaut à cause d'apparition des harmonique lors d'utilisation de l'onduleur de tension. Ceci conduit à une augmentation d'épaisseur en forme de cercle en cas de cassure des barres adjacentes et en cas de court-circuit entre 80 et 32 spires comme indiqué sur les figures III. (32-33), qui illustrent la détection par la visualisation de la forme affecté.

III.8 Détection des défauts par l'espace de parité

Le principe général de la méthode est de mesurer l'écart entre les signaux du procédé (capteur de signal) et la valeur théorique fournie par le modèle (relations de redondance analytique (RRA)) dans les conditions de fonctionnement nominal. En cas du modèle multi-enroulement la différence entre la mesure et la valeur calculée à l'aide du modèle RRA génère des résidus. Ces résidus permettent de surveiller le comportement du système et rendant possible la détection des défauts. Si le résidu est nul, indique le fonctionnement normal de la machine, et si c'est différent de zéro indique une défaillance qui est survenue, comme illustré dans la figure III.34 suivante :

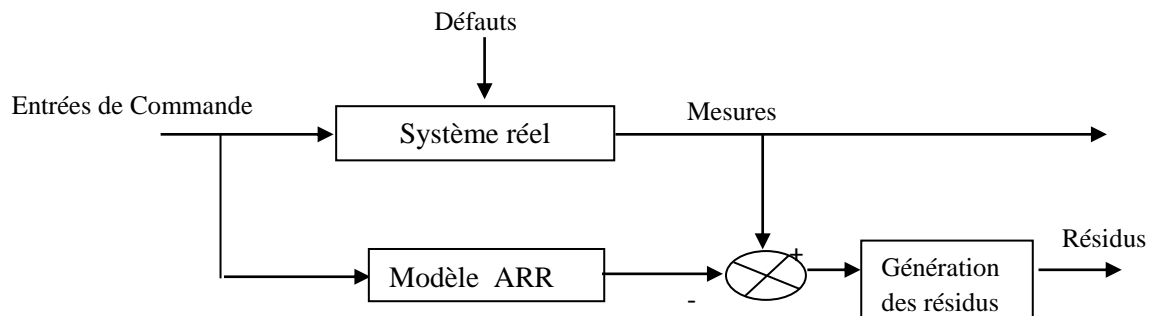


Figure III.34 : Méthode de détection des défauts par l'espace de parité [80]

III.9 Génération des résidus

L'espace de parité consiste à construire un vecteur de résidus à partir de la redondance analytique constituée d'un ensemble de relations dynamiques (relations de contraintes), il existe deux types

de variables : variables inconnues (variables internes, perturbations, entrées inconnues,...) et variables connues (variables mesurées, consignes,...). A partir de ce modèle, l'utilisation de la relation de redondance analytique (RRA), liant les variables d'entrée et de sortie et les dérivées successives de ces variables jusqu'à un ordre donné. En déduire le RRA Indépendant sur l'état $x(t)$, le modèle nominal exprimé sous la forme d'état générale [81]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x, u) \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Où $x \in X \subset \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $y \in Y \subset \mathbb{R}^p$ est vecteur des sorties et $u \in U \subset \mathbb{R}^m$ est le vecteur des entrées connues. Les deux fonctions vectorielles $f(\cdot)$ et $h(\cdot)$ sont supposées analytiques. Les signaux y et u sont supposés infiniment dérivables. Un ordre de dérivation s_i est attribué à chaque sortie y_i , $i \in [1, \dots, p]$. La dérivation d'ordre s_i de la sortie y_i est une fonction lisse, s'écrivant sous la forme :

$$y_i^{(s_i)} = \lambda_{i,s_i}(x, \bar{w}^{(s_i)}) \quad (\text{III-13})$$

Dérivant par rapport au temps, la $i^{\text{ème}}$ variable de sortie, on obtient :

$$y_i = \frac{dy_i}{dt} = \frac{dh_i(x,u)}{dt} = \frac{\partial h_i(x,u)}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial h_i(x,u)}{\partial u} \frac{du}{dt} \quad (\text{III-14})$$

En substituant $\frac{dx}{dt}$ par son expression donnée par l'équation d'état, on obtient :

$$y_i = \frac{dy_i}{dt} = \frac{dh_i(x,u)}{dt} = \frac{\partial h_i(x,u)}{\partial x} f(x, u) + \frac{\partial h_i(x,u)}{\partial u} \frac{du}{dt}$$

En répétant cette opération pour chaque sortie ($i = 1 \dots p$) jusqu'à un ordre de dérivation s_i spécifique, on obtient une relation sous la forme générale : $\bar{y}^s = \lambda_s(x, \bar{w}^s)$

III.9 .1 Calcul du nombre de RRA

Pour déterminer le nombre de RRA, il existe de relation qui donne le nombre sans tenir compte des considérations de robustesse vis-à-vis des entrées inconnues. Où r_s est le rang de la matrice jacobéenne en x de Λ_s [82] :

$$r_s = \text{rang} \left[\frac{\partial \Lambda_s}{\partial x} \right] = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_{1,0}}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial \lambda_{1,0}}{\partial x_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \lambda_{1,s_1}}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial \lambda_{1,s_1}}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \lambda_{p,0}}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial \lambda_{p,0}}{\partial x_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \lambda_{p,s_p}}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial \lambda_{p,s_p}}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (\text{III-15})$$

Alors il existe exactement:

$$\eta = \sum_1^p s_i + p - r_s \quad (\text{III-16})$$

Les Relations de redondance analytiques algébriquement indépendantes faisant intervenir les variables :

$$\begin{aligned} & \overline{y_1}^{(s1)}, \overline{y_2}^{(s1)}, \dots, \overline{y_p}^{(sp)}, u^{(s)}, v^{(s)}, \varphi^{(s)} \\ & \begin{cases} w_1 = (\overline{y}^{(s)}, u^{(s)}, v^{(s)}, \varphi^{(s)}) = 0 \\ \vdots \\ w_n = (\overline{y}^{(s)}, u^{(s)}, v^{(s)}, \varphi^{(s)}) = 0 \end{cases} \end{aligned}$$

III.10 Application de l'espace de parité au modèle multi-enroulement

Dans cette partie, nous allons appliquer la méthode de l'espace de parité pour la génération de RRA, à travers laquelle on présente le modèle multi-enroulement dédié à la surveillance, ensuite en calculant le nombre de RRA pour extraire des résidus.

Nous avons présenté précédemment le référentiel statorique:

- $\theta_s = 0$ et $\theta'_s = 0$
- $\theta_r = -\theta$ et $\theta'_r = -\omega_r = -p\Omega$

D'autre part on a :

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -N_r M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & N_r M_{sr}/2 & 0 \\ -3M_{sr}/2 & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -L_{sc}\omega_r & 0 \\ L_{sc}\omega_r & R_s & N_r M_{sr}\omega_r/2 \\ 0 & 0 & R_r \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{III-17}) \end{aligned}$$

Et

$$C_e = \frac{3}{2} p \cdot N_r \cdot M_{sr} (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr})$$

Après simplification des équations, on obtient le modèle qui est donné par :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{KD}{J} (I_{qr} I_{ds} - I_{dr} I_{qs}) - \frac{C_r}{J} - \frac{k_0}{J} \Omega \\ I_{ds} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{V_{ds}}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} I_{ds} - \omega_r I_{qs} + \frac{D}{2L_{sc}} I_{qr} + \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} I_{dr} \right) \\ I_{qs} = \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{qs}}{L_{sc}} - \omega_r I_{ds} + \frac{R_s}{L_{sc}} I_{qs} + \frac{D}{2L_{sc}} I_{dr} - \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} I_{qr} \right) \\ I_{dr} = \gamma I_{dr} + \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{L_{rc}\sigma} \left(\frac{V_{ds}}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} I_{ds} - \omega_r I_{qs} + \frac{D}{2L_{sc}} I_{qr} \right) \\ I_{qr} = A I_{qr} - \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{L_{rc}\beta} \left(\frac{V_{qs}}{L_{sc}} - \omega_r I_{ds} + \frac{R_s}{L_{sc}} I_{qs} + \frac{D}{2L_{sc}} I_{dr} \right) \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

En posant x le vecteur d'état : $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^t = [\omega_r \ I_{dr} \ I_{qr} \ I_{ds} \ I_{qs}]^t$ et en utilisant les équations de sortie de la représentation d'état nous obtenons le nouveau modèle :

$$\begin{cases} x_1' = \frac{PKD}{J} (x_3x_4 - x_2x_5) - \frac{C_rP}{J} - \frac{Pk_0}{J} x_1 \\ x_2' = \gamma x_2 + \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{L_{rc}\sigma} \left(\frac{V_{ds}}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} x_4 - x_1x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_3 \right) \\ x_3' = Ax_3 - \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{L_{rc}\beta} \left(\frac{V_{qs}}{L_{sc}} - x_1x_4 + \frac{R_s}{L_{sc}} x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_2 \right) \\ x_4' = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{V_{ds}}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} x_4 - x_1x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_3 + \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_2 \right) \\ x_5' = \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{qs}}{L_{sc}} - px_1x_4 + \frac{R_s}{L_{sc}} x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_2 - \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_3 \right) \end{cases} \quad (III-19)$$

Avec :

$$y_1 = x_1 \quad y_2 = x_4 \quad y_3 = x_5$$

Les paramètres $A, D, K, \beta, \sigma, \gamma$ sont donnés comme suit :

$$A = \frac{R_r}{L_{rc}} - \frac{3}{4} \frac{DR_r M_{sr}}{L_{sc} L_{rc}^2} \quad K = \frac{3}{2} P \quad D = N_r M_{sr} \quad \beta = 1 + \frac{3}{2} \frac{DM_{sr}}{L_{sc} L_{rc}} \quad \sigma = 1 - \frac{3}{2} \frac{DM_{sr}}{L_{sc} L_{rc}}$$

$$\gamma = \frac{R_r}{L_{rc}} - \frac{3}{4} \frac{DM_{sr}}{L_{sc} L_{rc}^2 \sigma}$$

Par ailleurs, pour déterminer le nombre de RRA pour ce modèle, nous devons trouver les ordres de dérivations à attribuer à chaque sortie dans le modèle (III-19), puis en utilisant le théorème (III-16), peut extraire les variables comme suit :

$$\begin{cases} y_1 = x_1 \\ y_1' = \frac{PKD}{J} (x_3x_4 - x_2x_5) - \frac{C_rP}{J} - \frac{k_0P}{J} x_1 \\ y_2 = x_4 \\ y_2' = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{V_{ds}}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} x_4 - x_1x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_3 + \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_2 \right) \\ y_3 = x_5 \\ y_3' = \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{qs}}{L_{sc}} - x_1x_4 + \frac{R_s}{L_{sc}} x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_2 - \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_3 \right) \end{cases} \quad (III-20)$$

On a : $\bar{y}^1 = \Lambda_1(x, V_{ds}, V_{qs}, C_r)$. La matrice Jacobienne Λ_1 en x est égale :

$$\frac{\partial \Lambda_1}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_0P}{J} & -\frac{PKD}{J} x_5 & \frac{PKD}{J} x_4 & \frac{PKD}{J} x_3 & -\frac{PKD}{J} x_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -x_5 & \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} & \frac{D}{2L_{sc}} & -\frac{R_s}{L_{sc}} & -Px_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -x_4 & \frac{D}{2L_{sc}} & -\frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} & -x_1 & \frac{R_s}{L_{sc}} \end{bmatrix}$$

Le rang r de cette matrice est égal à 5. En utilisant le théorème $\eta = \sum_1^p s_i + p - r_s$ pour calculer le nombre de RRA: s_i nombre de dérivation et $r = 5$ et $p = 3$

$$\eta = \sum_1^3 s_i + p - r_s = (1 + 1 + 1) + 3 - 5 = 1$$

On déduit une relation d'inter-redondance par l'algorithme des bases de Groebner qui s'écrit :

$$\begin{aligned} R_1 = & 2L_{sc}D\beta A_2(Jy_1 + Pk_0y_1)(R_rK_2 - \sigma L_{rc}K_1) + 2L_{sc}D\sigma A_1(Jy_1 + Pk_0y_1)(K_1 - L_{rc}K_2) + \\ & 2C_rPDL_{sc}\beta A_2(R_rK_2 - \sigma L_{rc}K_1) + 2C_rPDL_{sc}\sigma A_1(K_1 - L_{rc}K_2) - PDK(4L_{sc}^2L_{rc}\sigma A_1^2(y_2K_2 - \\ & y_3K_1)) + PDK(4L_{sc}^2L_{rc}\beta A_1A_2(y_2K_1 - y_3K_2)) \end{aligned} \quad (III-21)$$

Avec :

$$K_1 = \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}}, \quad K_2 = \frac{D}{2L_{sc}}, \quad A_1 = y_2 \cdot - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{V_{ds}}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} y_2 - \omega_r y_3 \right), \quad A_2 = y_3 \cdot - \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{qs}}{L_{sc}} - \omega_r y_2 + \frac{R_s}{L_{sc}} y_3 \right)$$

On rappelle que $y_1 = \omega_r$, $y_2 = i_{ds}$, $y_3 = i_{qs}$

Cette relation dépend du couple résistant utilisée comme générateur de résidu seulement si C_r est connu. Si on suppose que le couple résistant est inconnu, il faut déterminer alors des relations de redondance qui ne le font pas intervenir, on considère C_r n'est pas connu. On cherche des relations, pour augmenter l'ordre de dérivation sur les deux sorties en courant y_2 et y_3 .

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = x_1 \\ y_1 \cdot = \frac{PKD}{J} (x_3x_4 - x_2x_5) - \frac{C_rP}{J} - \frac{k_0P}{J} x_1 \\ y_2 = x_4 \\ y_2 \cdot = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{V_{ds}}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} x_4 - x_1x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_3 + \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_2 \right) \\ y_2 \cdot \cdot = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{V_{ds} \cdot}{L_{sc}} - \frac{R_s}{L_{sc}} x_4 \cdot - (x_1 \cdot x_5 + x_1x_5 \cdot) + \frac{D}{2L_{sc}} x_3 \cdot + \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_2 \cdot \right) \\ y_3 = x_5 \\ y_3 \cdot = \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{qs}}{L_{sc}} - x_1x_4 + \frac{R_s}{L_{sc}} x_5 + \frac{D}{2L_{sc}} x_2 - \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_3 \right) \\ y_3 \cdot \cdot = \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{qs} \cdot}{L_{sc}} - (x_1 \cdot x_4 + x_1x_4 \cdot) + \frac{R_s}{L_{sc}} x_5 \cdot + \frac{D}{2L_{sc}} x_2 \cdot - \frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} x_3 \cdot \right) \end{array} \right. \quad (III-22)$$

Le rang r de la matrice $\Lambda_2 = [y_1, y_1 \cdot, y_2, y_2 \cdot, y_2 \cdot \cdot, y_3, y_3 \cdot, y_3 \cdot \cdot]^t$

On a: $\bar{y}^2 = \Lambda_2(x, V_{ds}, V_{qs}, C_r)$

La matrice Jacobienne Λ_2 en x est égale :

$$\frac{\partial \Lambda_2}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_0P}{J} & -\frac{PKD}{J} x_5 & \frac{PKD}{J} x_4 & \frac{PKD}{J} x_3 & -\frac{PKD}{J} x_2 & \frac{P}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sigma} x_5 & \frac{DR_r}{2\sigma L_{sc}L_{rc}} & \frac{D}{2\sigma L_{sc}} & -\frac{R_s}{\sigma L_{sc}} & -\frac{1}{\sigma} x_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -x_4 & \frac{D}{2L_{sc}} & -\frac{DR_r}{2L_{sc}L_{rc}} & -x_1 & \frac{R_s}{L_{sc}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En utilisant le théorème $\eta = \sum_1^p s_i + p - r_s$ pour calculer le nombre de RRA: $r = 6$ et $p = 3$

$$\eta = \sum_1^3 s_i + p - r_s = (1 + 2 + 2) + 3 - 6 = 2$$

On déduit une relation d'inter-redondance par l'algorithme des bases de Groebner qui s'écrit :

$$R_2 = \left[\frac{A_2}{E} + \frac{3K_1AA_1M_{sr}}{2\beta HEL_{sc}} (y_3 - A_2) - \frac{AA_2}{EH} (y_2 - A_1) \right] \left[\frac{K_1}{\sigma} + \frac{3M_{sr}DK_2A_1}{2L_{sc}L_{rc}} - \beta\gamma A_2 \right] + K_2 \left[\frac{3M_{sr}}{2HL_{rc}} (A_1(y_3 - A_2)) - \frac{A_2}{H} (y_2 - A_2) \right] - A_1 \quad (\text{III-23})$$

$$R_3 = \left[\frac{A_2}{E} + \frac{3K_1AA_1M_{sr}}{2\beta HEL_{sc}} (y_3 - A_2) - \frac{AA_2}{EH} (y_2 - A_1) \right] \left[\frac{K_2}{\sigma} + \frac{3M_{sr}DK_2A_1}{2L_{sc}L_{rc}} - \beta\gamma A_2 \right] + K_1 \left[\frac{3M_{sr}}{2HL_{rc}} (A_1(y_3 - A_2)) - \frac{A_2}{H} (y_2 - A_2) \right] - A_2 \quad (\text{III-24})$$

Avec :

$$E = \frac{3M_{sr}}{2L_{sc}L_{rc}} (K_1A_1 - 1) - \gamma K_1A_2 \quad H = \left(\sigma AA_1 + \frac{3\beta M_{sr}DA_2}{4\sigma L_{sc}L_{rc}} \right) \quad A = \frac{R_r}{L_{rc}} - \frac{3M_{sr}K_1}{2L_{rc}}$$

$$\gamma = \frac{R_r}{L_{rc}} + \frac{3M_{sr}D}{4L_{rc}^2 L_{sc}\sigma}$$

III.11 Résultats de simulation

Dans cette partie, les figures III.35 et III.36, représentent le fonctionnement de la machine associée au bloc RRA dans les deux cas sain et de défauts (cassures de quatre barres adjacentes) avec variation de la résistance rotorique R_r .

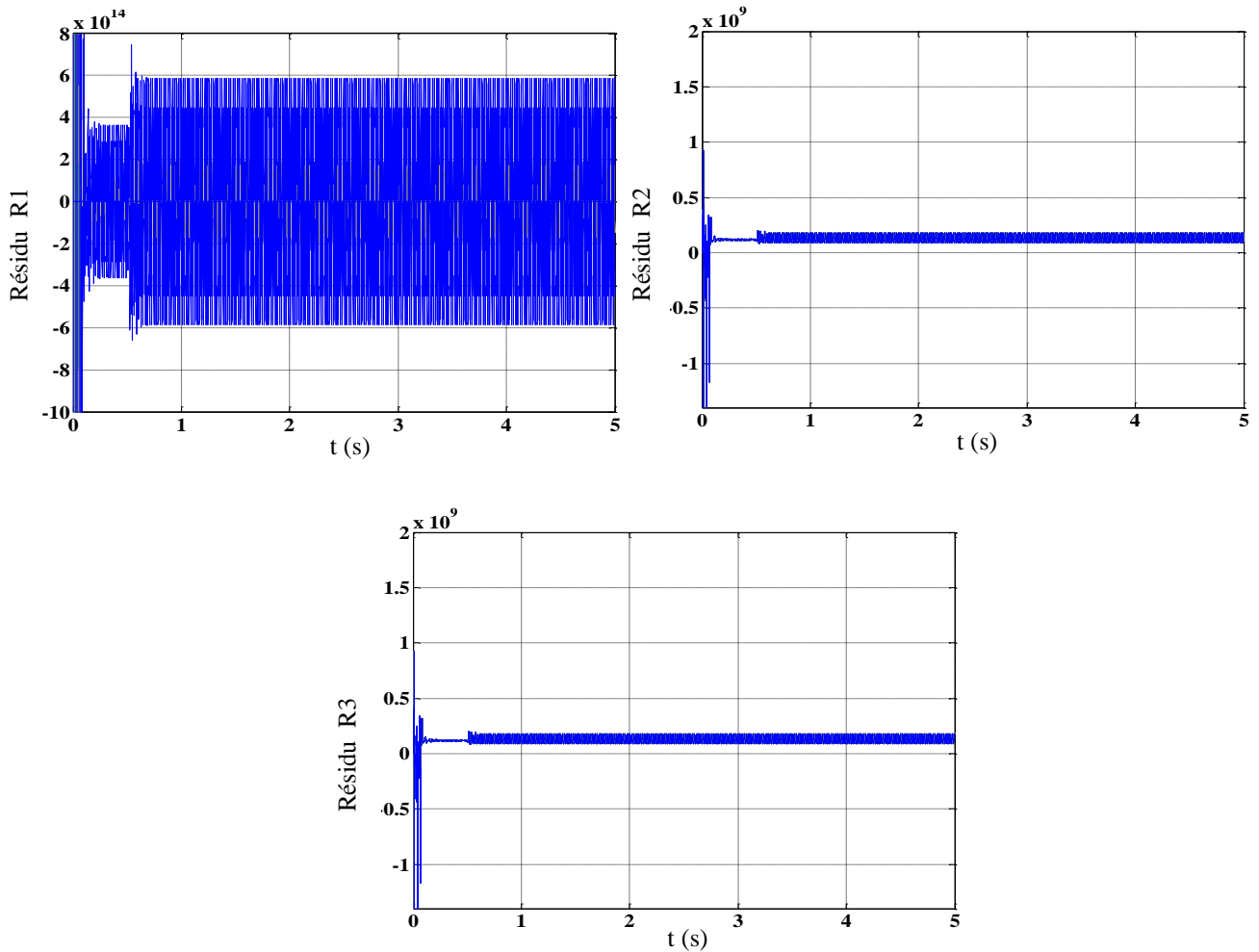


Figure III.35 : Résultats de résidu pour le fonctionnement sain

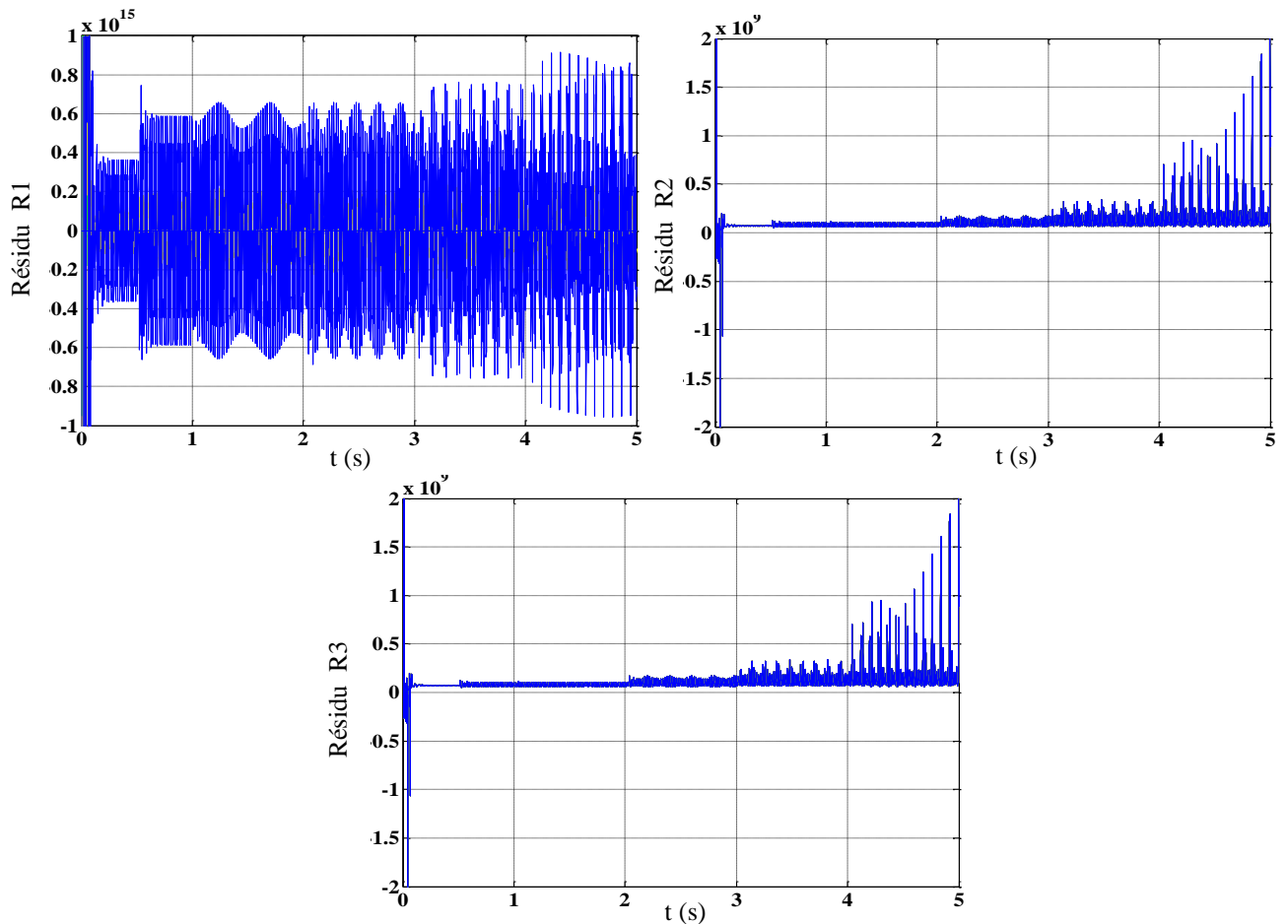


Figure III.36 : Résultats de résidu pour le fonctionnement des défauts quatre barres cassées adjacentes

Ces résultats montrent que les trois résidus R1, R2, R3, en fonctionnement sain, le signal n'est pas infecté au fil du temps mais en cas de défauts, on constate que les trois résidus R1, R2, R3, sont infectés par le défaut (cassures de quatre barres adjacentes) avec variation de la résistance rotorique R_r égale à 10Ω . Cependant, les amplitudes augmentent clairement par rapport aux résidus en fonctionnement normal. Ceci confirme la sensibilité de la technique de l'espace de parité vis-à-vis la faible variation des paramètres nominaux de la machine, c'est-à-dire le rôle des résidus calculés présente un bon indicateur pour la détection des défaillances.

III.12 Diagnostic des défauts par l'intelligence artificielle

Dans cette partie, on présente le rôle de l'intelligence artificielle pour la détection et localisation des défauts dans la machine à induction pour prendre une décision et décrire le fonctionnement du système en identifiant le type et l'origine de chaque défaut. Pour cela, on étudiera deux stratégies différentes pour le diagnostic des défauts, à savoir :

- La logique floue ;
- Le Réseau de neurones artificiels RNA.

Lorsqu'un défaut survient dans la machine (cassure des barres, court-circuit entre spires), on utilise des Capteurs de signaux pour mesurer des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour déterminer l'état de son fonctionnement. Afin de révéler les signatures des défauts et l'extraction des informations nécessaires pour identifier les différents types de défaut, on peut appliquer différentes techniques de traitement du signal à savoir : l'analyse spectrale 'FFT', les ondelettes, Root mean square 'RMS', et vecteur de Park. Ensuite, on applique l'une des techniques de l'intelligence artificielle comme la logique floue, ou le réseau de neurones artificiels pour détecter et localiser des défauts. En fin, dans la phase de décision, il faut décider si un défaut existe ou non [83]. La figure III.37 montre un schéma général de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone

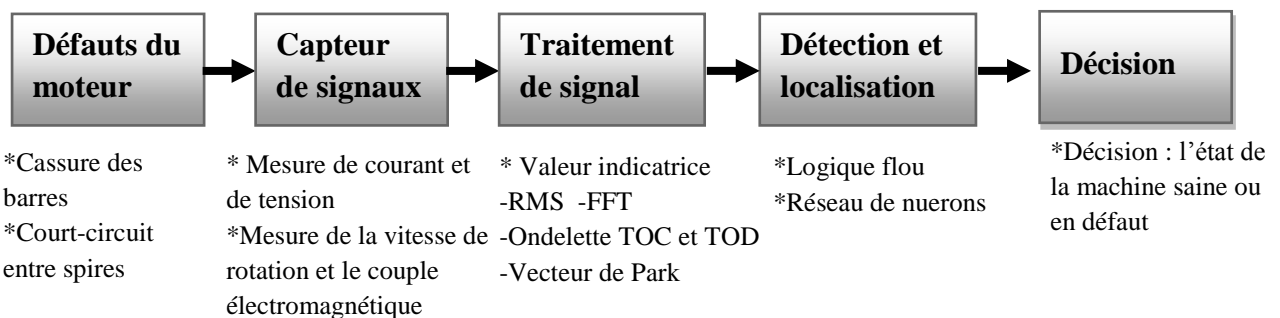


Figure III.37: Schéma général de diagnostic des défauts [84]

III.13 Diagnostic des défauts par logique floue

Le principe de fonctionnement du diagnostic basé sur la logique floue est prendre la décision sur l'état du moteur sain ou en défaut. Pour cela la technique consiste à extraire et calculer les signaux d'entrées des courants (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}), par traitement de signal FFT en utilisant les règles linguistiques représentées sous forme de fonctions d'appartenances. Ces règles peuvent contenir tous les modèles possibles qui correspondent au mode de défaut considéré. En général, la procédure de fonctionnement d'un système flou est accomplie en trois étapes :

- La fuzzification ;
- L'inférence ;
- La défuzzification.

Le bloc fuzzification contient en général un traitement de données préliminaires, ces données sont alors traitées par des règles linguistiques, ce qui nécessite leur définition par des fonctions d'appartenance. La fuzzification fournit une série de variables floues, qui va être introduite au bloc d'inférence. Dans le bloc inférence, les valeurs des variables linguistiques sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système (des effets du système à diagnostiquer). Dans la dernière étape, il faut transformer la valeur floue (linguistique) en une valeur déterminée pour déduire l'état du système. Ceci se fait

dans le bloc de défuzzification, les différentes étapes de conception d'un système de diagnostic à base de la logique floue sont illustrées sur la figure III.38 :

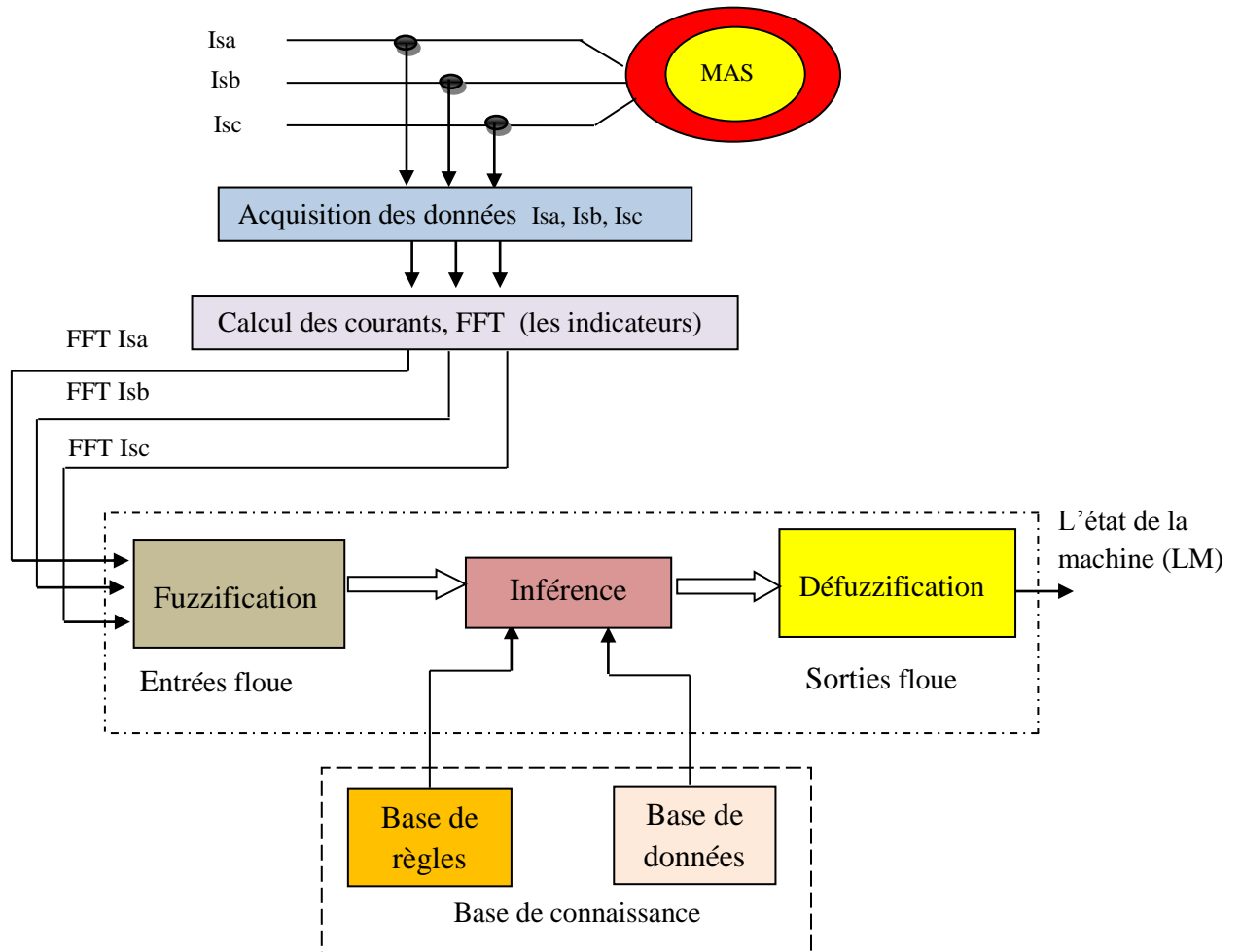


Figure III.38: Structure du système de diagnostic flou utilisé

III.13.1 Les fonctions d'appartenances

Pour la surveillance du comportement de la machine, on a étudié des signatures indicatrices (FFT) des courants. Par conséquent, les données numériques sont représentées comme des informations linguistiques. Ces fonctions sont déterminées de façon pratique après analyse de la performance de la machine (à travers la simulation du modèle sain et/ou défaillant). On prend comme variable de sortie (LM) et comme variable d'entrée (Isa, Isb et Isc). On notera que pour la variable de sortie les fonctions d'appartenance correspondant à quatre sous-ensembles floues sont : S: sain, D: défaut, DE : défaillance P : Gravement endommagé. Chaque variable d'entrée est transformée en grandeur linguistique à trois sous-ensembles floues B : Basse, M : Moyen, F : Fort. On utilise pour les trois variables d'entrée les fonctions triangulaires, trapézoïdal comme le montre la figure III.39.

La théorie de la logique floue pour les trois entrées des courants statoriques et la sortie de l'état de la machine est donnée comme suit :

- Entrées

$$\begin{cases} I_a = \{\mu_{I_a}(i_{aj})/i_{aj} \in I_a\} \\ I_b = \{\mu_{I_b}(i_{bj})/i_{bj} \in I_b\} \\ I_c = \{\mu_{I_c}(i_{cj})/i_{cj} \in I_c\} \end{cases} \quad (\text{III-25})$$

- Sortie

$$LM = \{\mu_{LM}(lf_j)/lf_j \in LM\} \quad (\text{III-26})$$

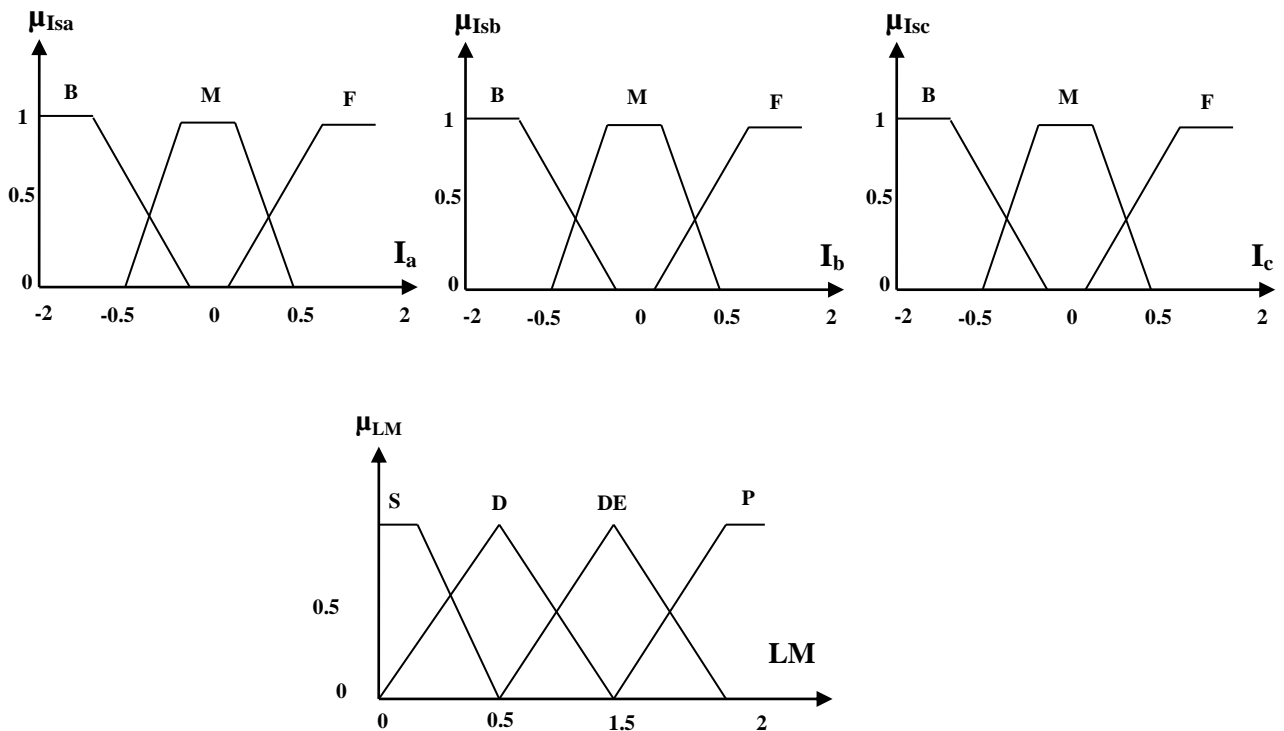


Figure III.39 : Les fonctions d'appartenance des variables

III.13.2 Le système d'inférence flou (décision)

Les inférences lient les grandeurs mesurées et les variables de sorties par des règles linguistiques. Une règle floue dans ce cas est la combinaison entre symptômes et défauts. Dans le cas de diagnostic, ces règles doivent regrouper les défaillances, subies par la machine à induction, associées à leurs symptômes, le processus de logique floue se compose de deux parties sont l'acquisition des données et la conception des règles, pour l'analyse de ces symptômes il faut utiliser des algorithmes de Mamdani. Les règles floues sont dans L'ensemble indiquées sur la formule : si-alors ou if-then, utilisées dans le système d'étude, il est résumé comme suit [85]:

Règle (1) : if I_{sa} is B and I_{sb} is B and I_{sc} is B Then LM is P

Règle (2) : if I_{sa} is B and I_{sb} is B and I_{sc} is M Then LM is DE

Règle (3) : if I_{sa} is B and I_{sb} is B and I_{sc} is F Then LM is P

Règle (4) : if Isa is B and Isb is M and Isc is B Then LM is DE

Règle (5) : if Isa is B and Isb is M and Isc is M Then LM is D

Règle (6) : if Isa is B and Isb is M and Isc is F Then LM is DE

Règle (7) : if Isa is B and Isb is F and Isc is B Then LM is P

Règle (8) : if Isa is B and Isb is F and Isc is M Then LM is DE

Règle (9) : if Isa is B and Isb is F and Isc is F Then LM is P

Règle (10) : if Isa is M and Isb is B and Isc is B Then LM is P

Règle (11) : if Isa is M and Isb is B and Isc is M Then LM is D

Règle (12) : if Isa is M and Isb is B and Isc is F Then LM is DE

Règle (13) : if Isa is M and Isb is M and Isc is B Then LM is D

Règle (14) : if Isa is M and Isb is M and Isc is M Then LM is S

Règle (15) : if Isa is M and Isb is M and Isc is F Then LM is DE

Règle (16) : if Isa is M and Isb is F and Isc is B Then LM is DE

Règle (17) : if Isa is M and Isb is F and Isc is M Then LM is DE

Règle (18) : if Isa is M and Isb is F and Isc is F Then LM is P

Règle (19) : if Isa is F and Isb is B and Isc is B Then LM is P

Règle (20) : if Isa is F and Isb is B and Isc is M Then LM is DE

Règle (21) : if Isa is F and Isb is B and Isc is F Then LM is P

Règle (22) : if Isa is F and Isb is M and Isc is B Then LM is DE

Règle (23) : if Isa is F and Isb is M and Isc is M Then LM is DE

Règle (24) : if Isa is F and Isb is M and Isc is F Then LM is P

Règle (25) : if Isa is F and Isb is F and Isc is B Then LM is P

Règle (26) : if Isa is F and Isb is F and Isc is M Then LM is P

Règle (27) : if Isa is F and Isb is F and Isc is F Then LM is P

III.13.3 Détection et localisation des défauts par la logique floue

La recherche de signatures permet d'assurer une bonne discrimination des pannes ou anomalies survenant aux différents modèle multi-enroulement et triphasé. L'apparition d'un défaut au niveau de rotor (cassure des barres) et stator (court-circuit entre 80 et 32 spires) de variation de fonctionnement de ce dernier, ce qui affecte ses performances. Etant donné la diversité de ces défauts, de nombreuses méthodes permettant de réaliser le diagnostic et de prévenir au mieux la dégradation du système surveillé. La figure III.40 montre le rôle de la logique floue pour détecter et localiser les défauts par l'introduction de la technique FFT afin d'extraire les signatures indicatrices de ces signaux afin de prendre la décision sur l'état de la machine en cas sain ou de défaut et représentent les valeurs de la fonction d'appartenance des variables d'entrée et de sortie.

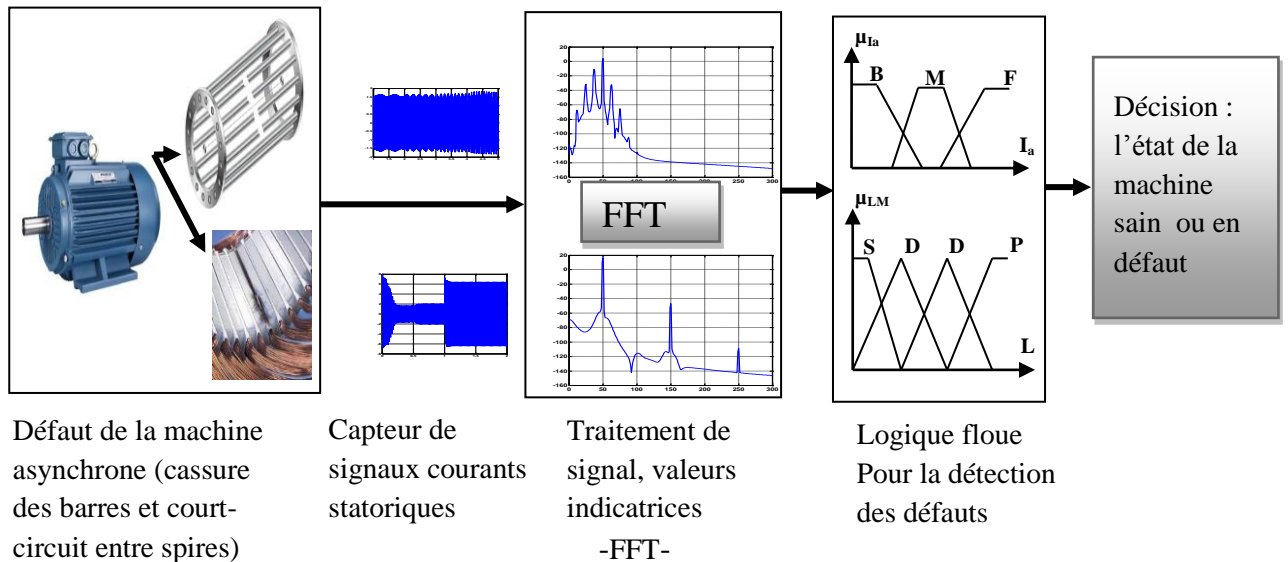


Figure III.40: détection et localisation des défauts par la logique floue

Les figures III. (41-42-43-44) ci-dessous représentent un courant du stator en utilisant l'algorithme de transformation de Fourier rapide (FFT-Isa, FFT-Isb, FFT-Isc) qui seront utilisés comme valeurs indicatrices dans le système de diagnostic des défauts avec machine alimentée directement par le réseau triphasé. On applique une charge de $C_r = 3,5 \text{ Nm}$, à $t = 0,5\text{s}$

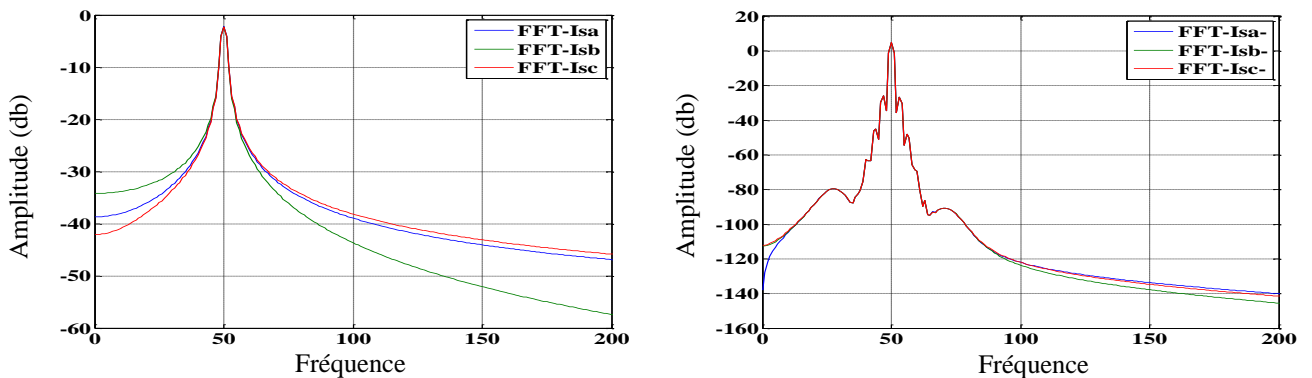


Figure III.41: Calcul de FFT du courant statorique en cas sain et une barre cassée 1

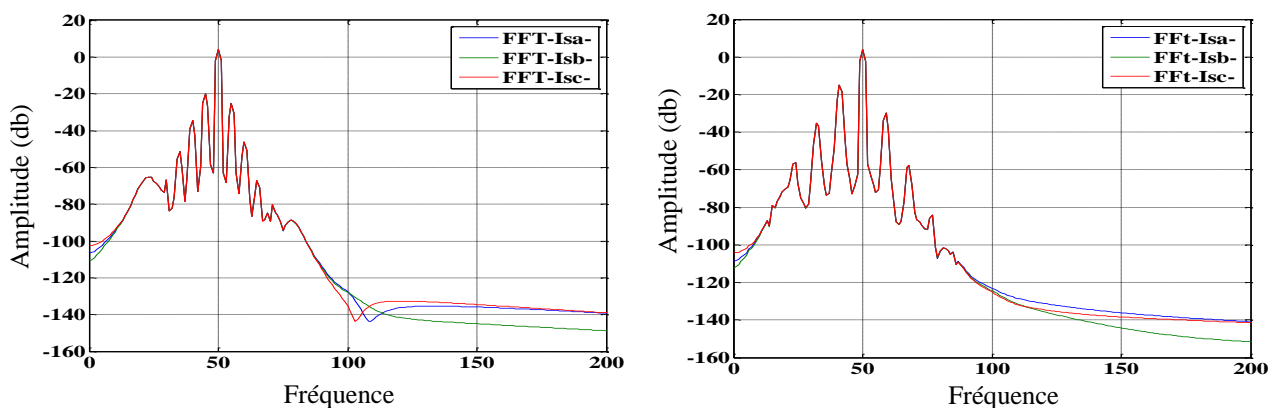


Figure III.42: Calcul de FFT du courant statorique en cas de deux barres cassées et de trois barres cassées

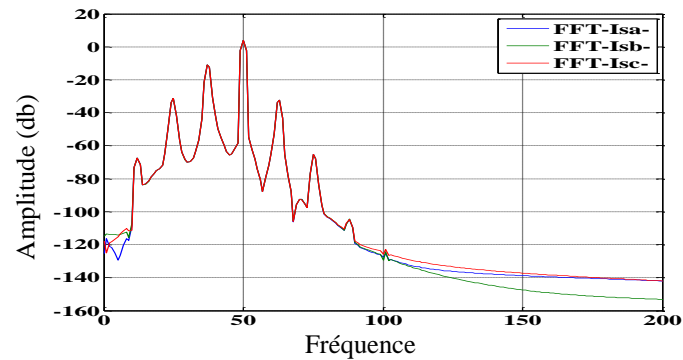


Figure III.43: Calcul de FFT du courant statorique en cas de quatre barres cassées

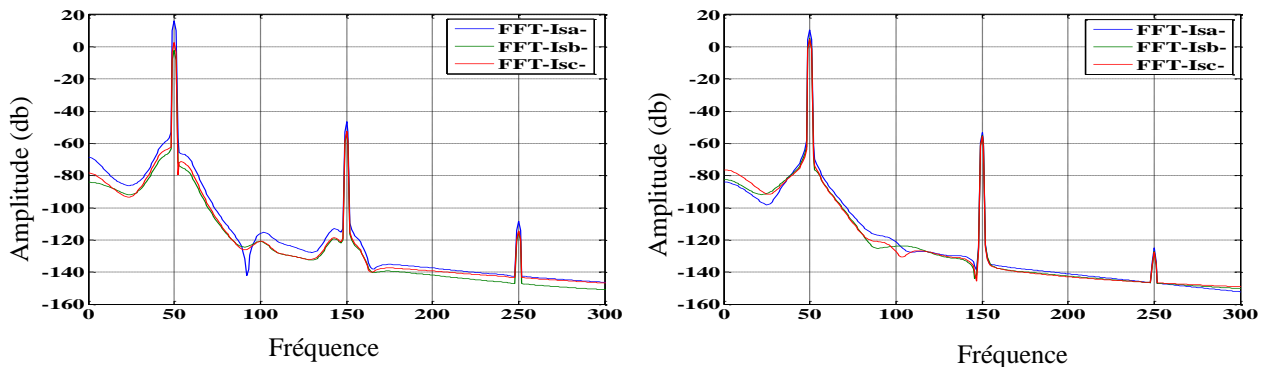


Figure III.44: Calcul de FFT du courant statorique en cas de court-circuit entre 80 et 32 spires

Pour examiner l'efficacité des performances du système de la logique floue, on utilise le courant du stator pour l'étude du comportement de la machine en cas sain et de défaut rotorique et statorique. Dans ce cas, nous avons introduit la transformée de Fourier rapide (FFT) qui dépend de l'analyse du signal dans le domaine fréquentiel. Ensuite on extrait les amplitudes des FFT des courants dans le cas de cassure des barres adjacentes et en cas de court-circuit entre spires. Les figures III. (45- 46- 47- 48) présentent le diagramme d'inférence floue, dans ce cas le fonctionnement de la machine saine et avec défauts (cassure des barres adjacentes et en cas de court-circuit entre 80 et 32 spires). Ces valeurs représentent le centre de gravité calculé dans chacun des cas de fonctionnement sain et défectueux (quatre barres cassées) et court-circuit entre spires qui dépendent de l'analyse des trois courants (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}) et l'état de la machine (LM) selon les étapes suivantes :

- Dans le cas de la machine saine, on trouve :

Les entrées des courants ($I_{sa} = 0.9$, $I_{sb} = 0.9$, $I_{sc} = 0.9$). La sortie LM = 0.681

- En cas de défauts on retrouve:

* À $t = 1$ s une barre cassée

Les entrées des courants ($I_{sa} = 1.26$, $I_{sb} = 0.148$, $I_{sc} = 1.41$). La sortie LM = 1.29

- * À $t = 2$ s deux barres cassées

Les entrées des courants ($I_{sa} = 1,2$, $I_{sb} = 0,293$, $I_{sc} = 1,49$). La sortie LM = 1,31

* À $t = 3s$ trois barres cassées

Les entrées des courants ($I_{sa} = 1.37$, $I_{sb} = 0.12$, $I_{sc} = 1.49$). La sortie LM = 1,35

* À $t = 4s$ quatre barres cassées

Les entrées des courants ($I_{sa} = 0.905$, $I_{sb} = 0.724$, $I_{sc} = 1.63$). La sortie LM = 1.31

* À $t = 2s$ court-circuit entre 40 spires

Les entrées des courants ($I_{sa} = 2$, $I_{sb} = 1.97$, $I_{sc} = 2$). La sortie LM = 1.78

* À $t = 2s$ court-circuit entre 20 spires

Les entrées des courants ($I_{sa} = 2$, $I_{sb} = 0.517$, $I_{sc} = 1.6$). La sortie LM = 1.63

Les trois courants statoriques (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}) considérés comme des variables d'entrée dans le système flou. L'état de la machine (LM) est considéré comme une variable de sortie pour la détection et le diagnostic de défauts (la décision). Les avantages de la logique floue sont illustrés par la capacité d'approximation. Elle est capable de séparer et d'identifier les défauts en fonction du temps comme le montrent les figures III. (49-50-51-52), on constate que l'augmentation des ondulations du signal en fonction du nombre de barres cassées et court-circuit entre 80 et 32 spires.

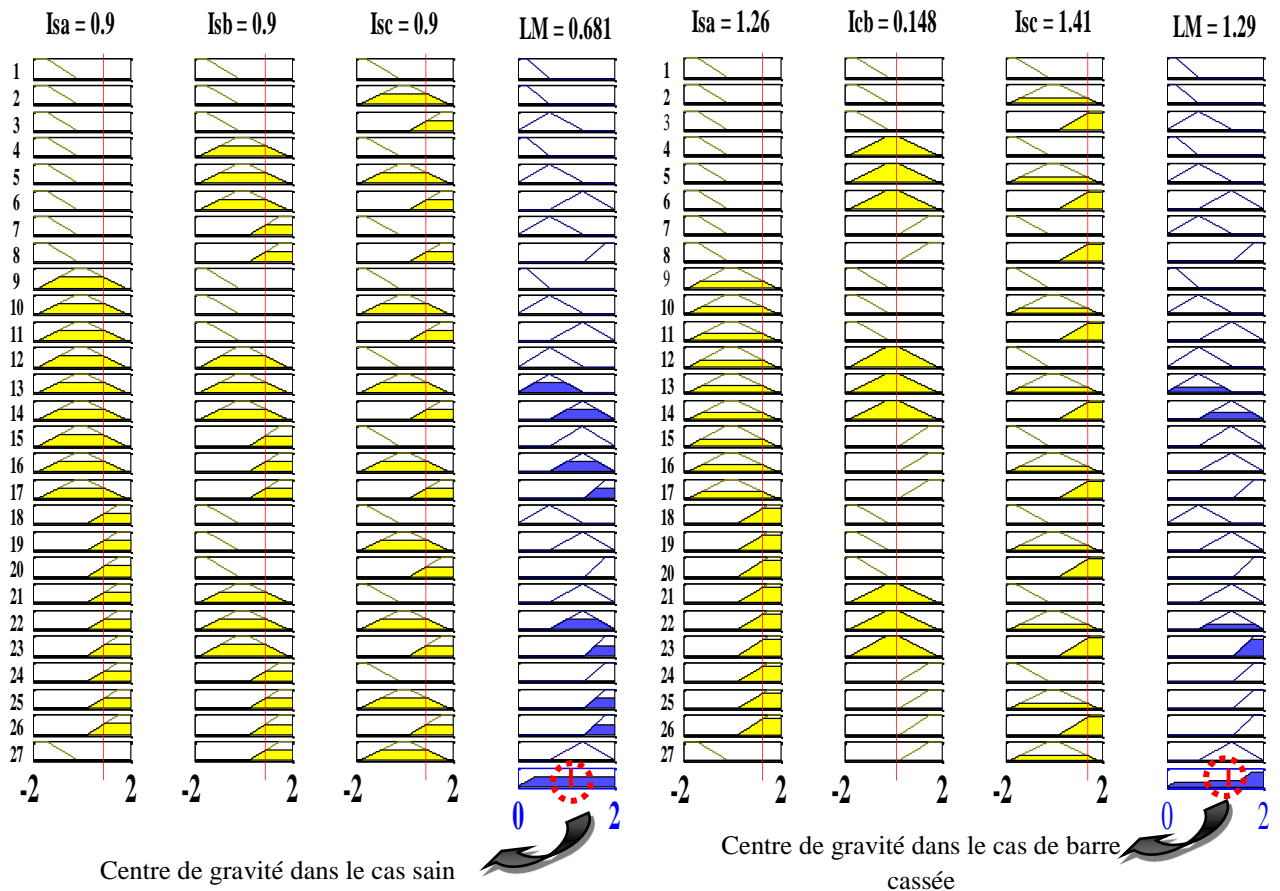


Figure III.45: Diagramme d'inférence floue pour le fonctionnement sain et de défaut cassure d'une barre

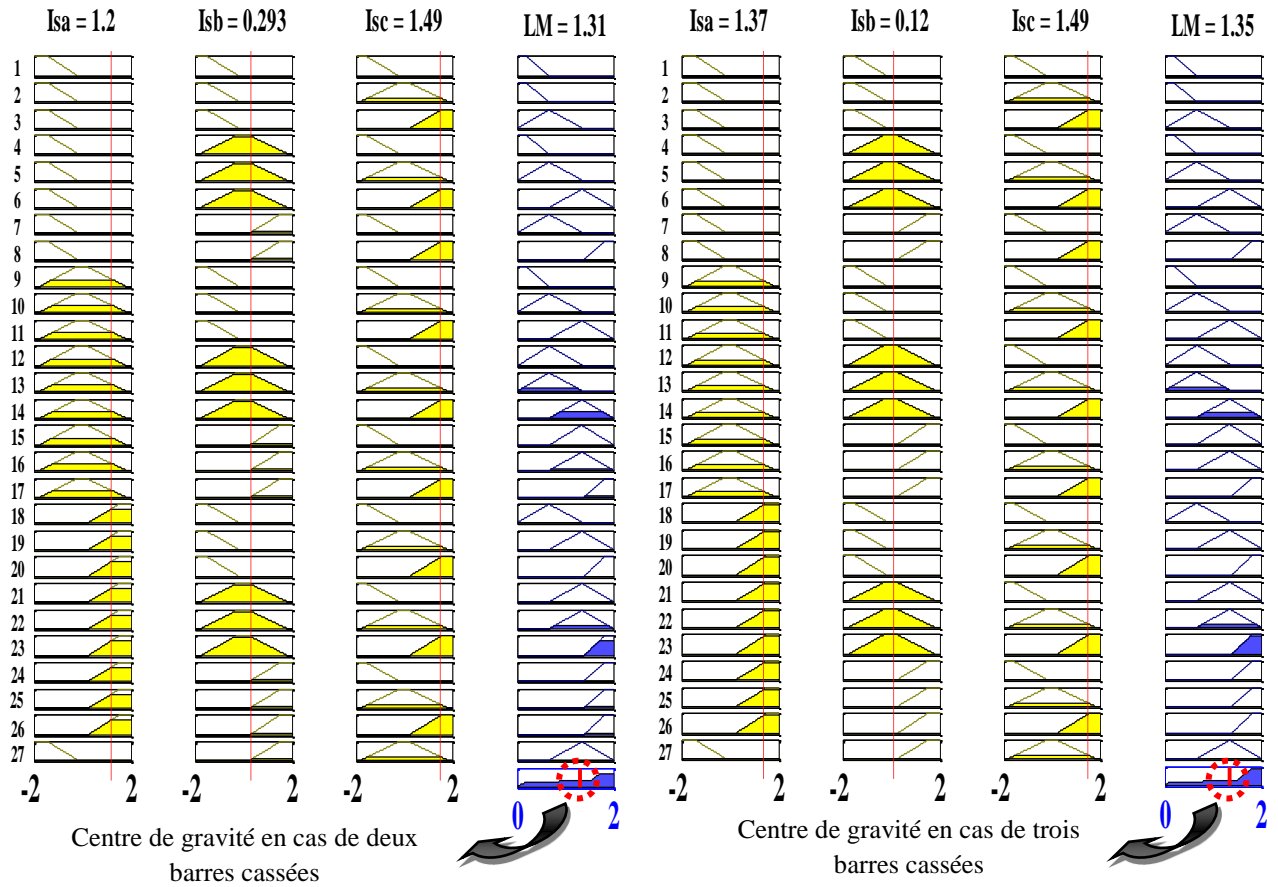


Figure III.46: Diagramme d'inférence floue pour défaut cassures de deux barres et trois barres

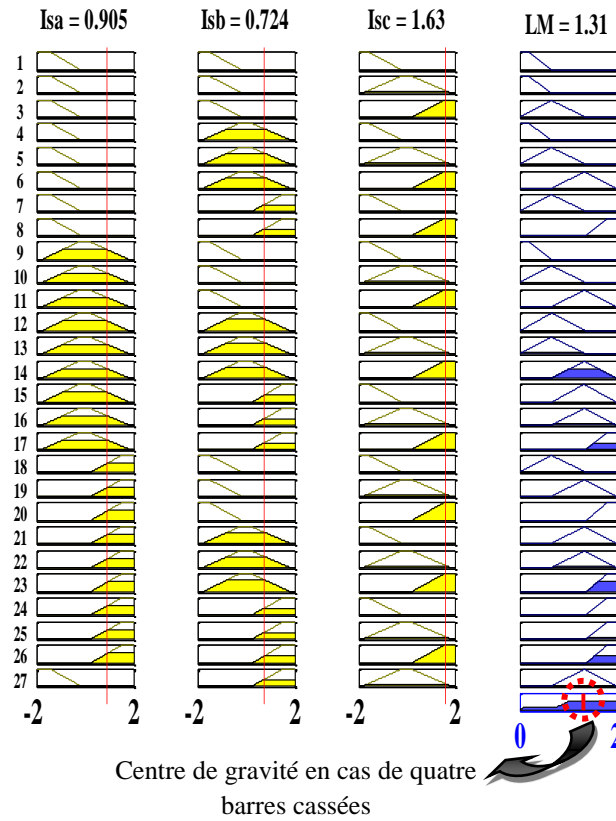


Figure III.47: Diagramme d'inférence floue pour défaut cassure de quatre barres

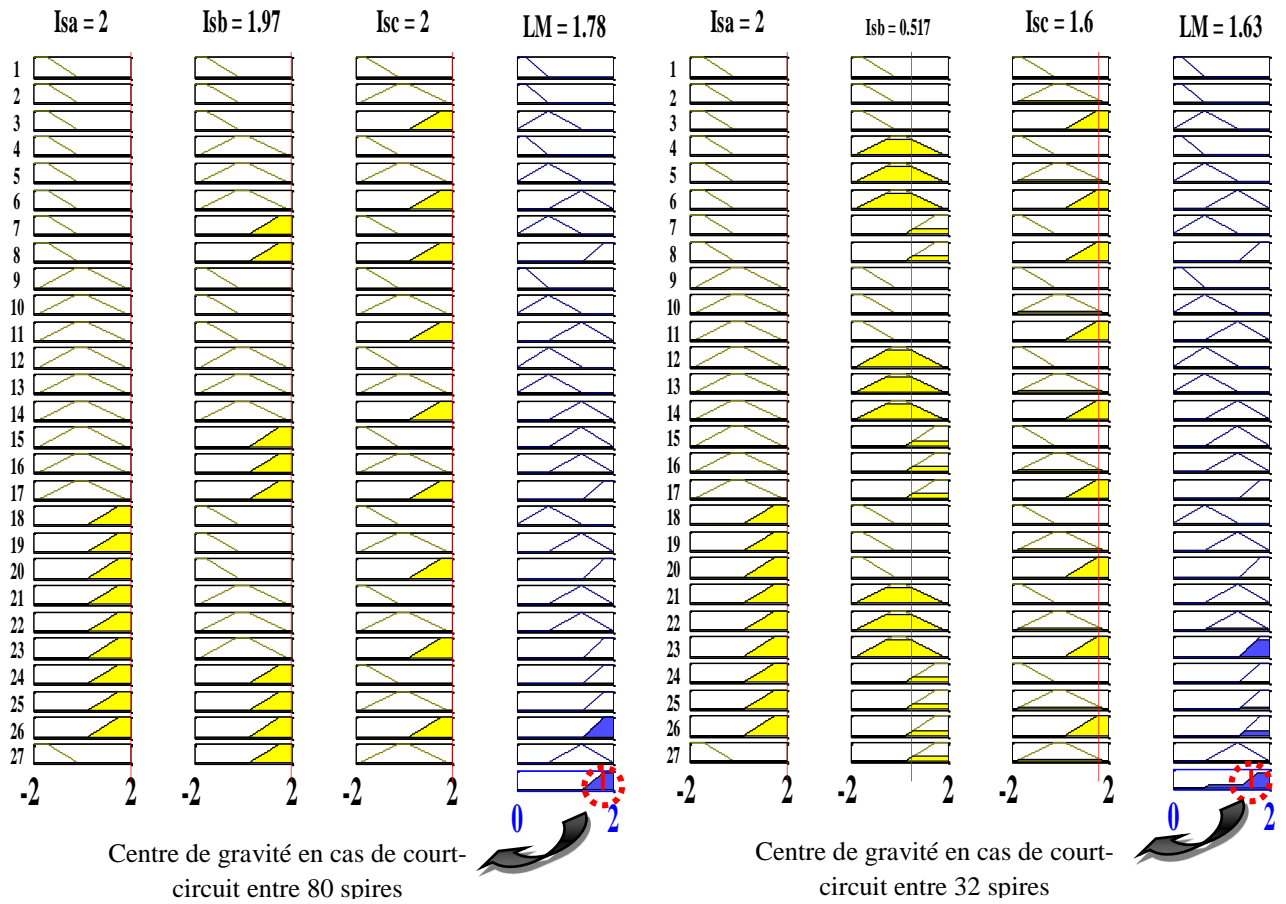


Figure III.48: Diagramme d'inférence floue pour défaut de court-circuit entre 80 et 32 spires

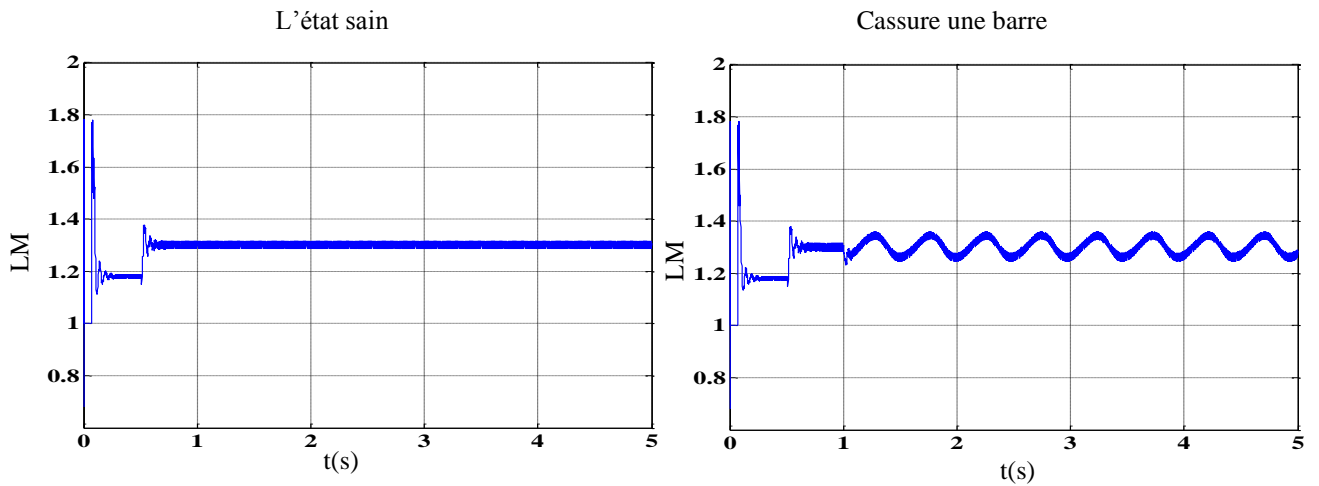


Figure III.49 : Sortie du système flou en cas sain et cassure d'une barre, la machine alimentée directement par le réseau triphasé

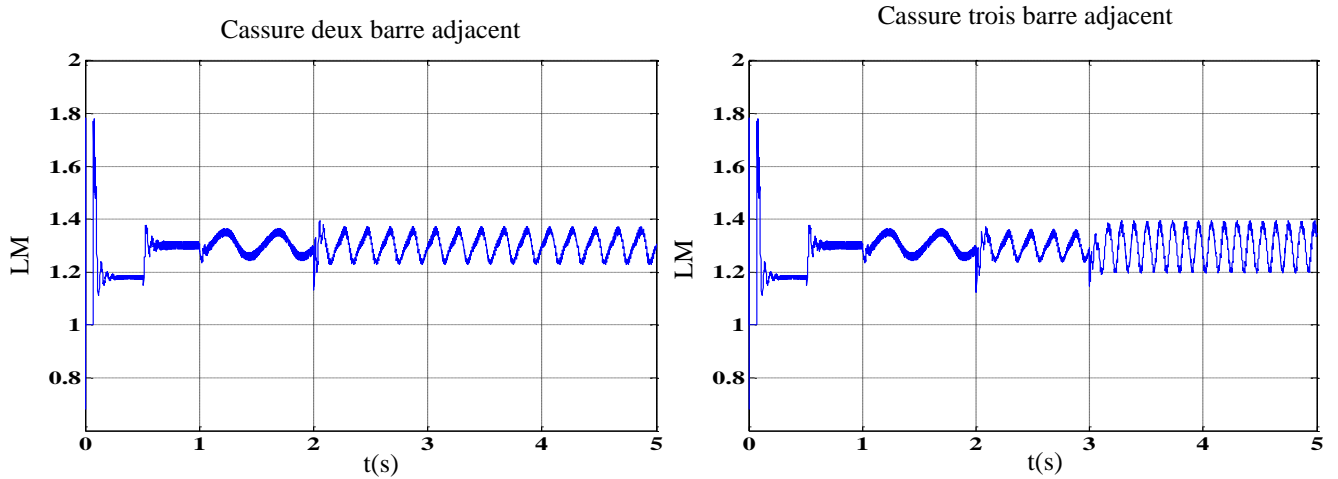


Figure III.50 : Sortie du système flou en cas de cassure de deux barres adjacentes et trois barres adjacentes, la machine alimentée directement par le réseau triphasé

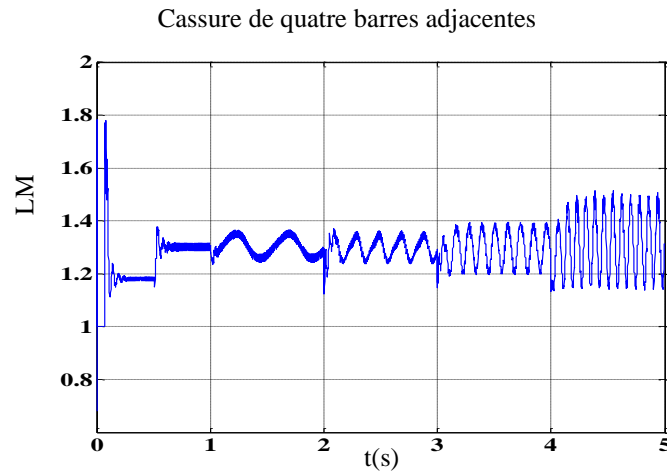


Figure III.51 : Sortie du système flou en cas de cassure de quatre barres adjacentes, la machine alimentée directement par le réseau triphasé

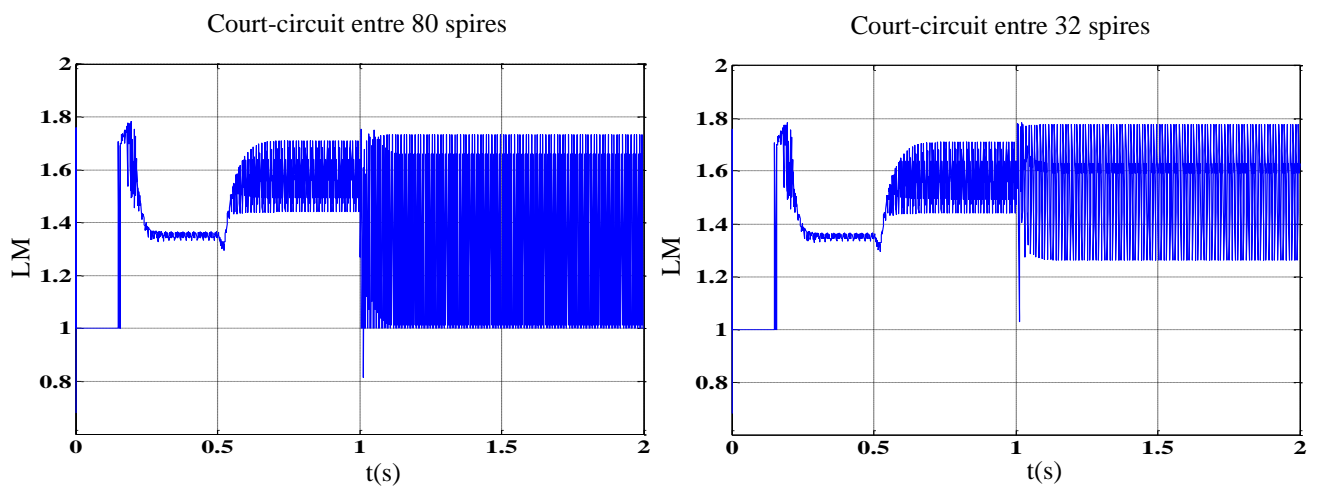


Figure III.52 : Sortie du système flou en cas de court-circuit de 80 et 32 spires, la machine alimentée directement par le réseau triphasé

III.14 Réseaux de neurones

Le Réseau de neurone artificiels ou Neural Network est un modèle s'inspirant du fonctionnement du cerveau humain pour apprendre. Cette technique est placée dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions s'appuyant davantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel.

III.15 Application des réseaux de neurones

Le rôle de l'application des réseaux de neurones est de résoudre un problème des défaillances d'un système électromécanique à travers le diagnostic des défauts, qui est décomposé en deux étapes nécessaires [29]:

- la première consiste en l'étude du problème à résoudre pour valider son adaptabilité à une résolution par les réseaux de neurones et définir les objectifs à atteindre pour pouvoir contrôler la qualité de la solution retenue.
- La seconde est axée sur la technique des réseaux de neurones, elle englobe le choix du type de réseau et celui de son implémentation (le type d'apprentissage, le nombre de neurones et le nombre des couches cachées dans le cas de l'utilisation des réseaux non bouclés), comme illustré dans la figure III. 53

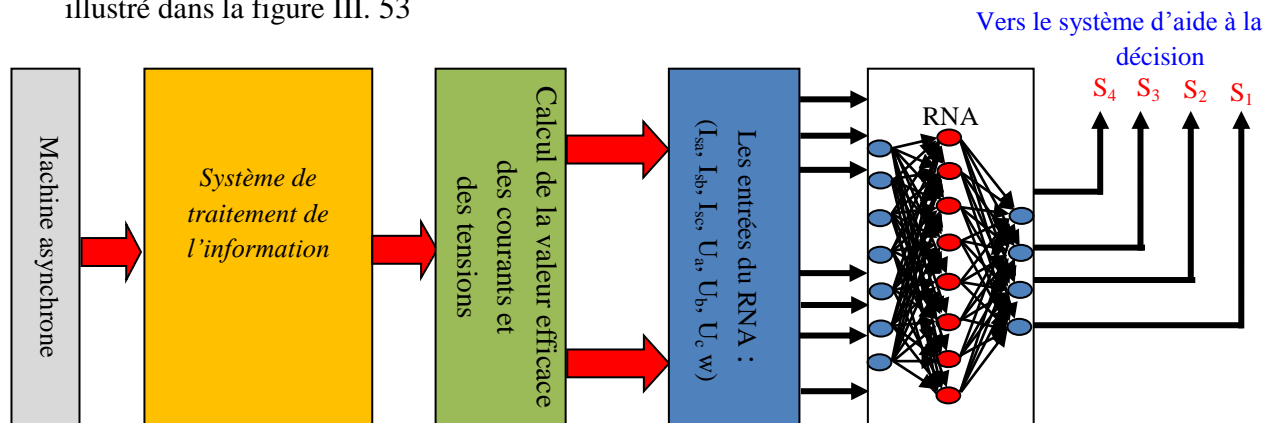


Figure III.53: Détecter et localiser les défauts par réseaux de neurones [29]

III.16 Calcul de la valeur efficace

La valeur efficace d'un signal est la racine carrée de la moyenne des valeurs constantes au carré de cette grandeur du signal, sur un intervalle de temps donné:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{t} \int_0^t u(t)^2 dt}$$

Pour un signal échantillonné par une étape d'échantillonnage T_e , $u(t)^2$ ne sera connu qu'aux instants d'échantillonnage: $\int_0^t u(t)^2 dt$ et peut-être approximé par l'aire comprise entre $u(t)^2$ discrétisée et l'axe du temps. Pour N échantillons: $\int_0^t u(t)^2 dt \cong \sum_{i=0}^{N-1} u_i^2 \times T_e$

$$\text{donc : } RMS \cong \sqrt{\frac{1}{N \times T_e} \sum_{i=0}^{N-1} u_i^2 \times T_e} \quad RMS \cong \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u_i^2}$$

Les résultats pour les différents types de signaux d'entrée sont détaillés dans le graphique suivant, voir figure III.54. Ces graphiques montrent les performances de la méthode de calcul de RMS pour le signal sinusoïdal.

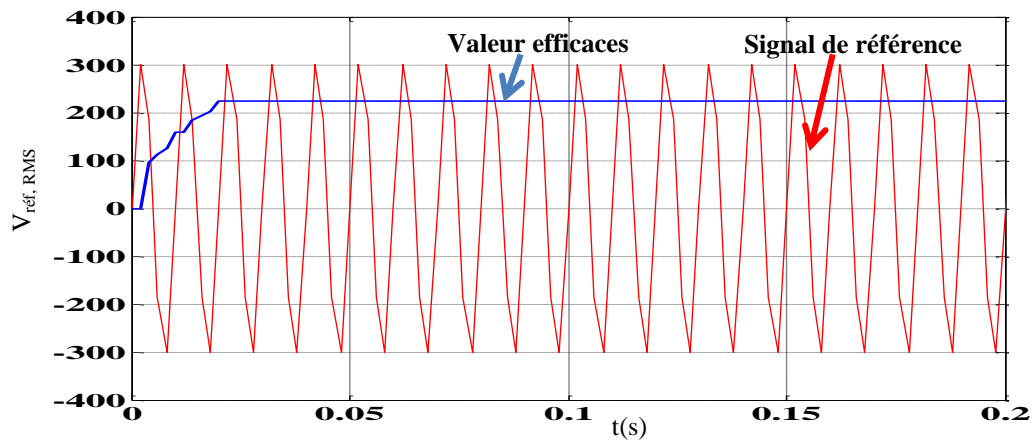


Figure III.54: Résultat du calcul de RMS

III.17 Description de constitutions du réseau de neurone

Il y avait trois études principales [29-86-87]:

- Acquisition des données (base d'apprentissage) ;
- Construction du bloc RNA ;
- Test des réseaux.

III.17.1 Acquisition des données (base d'apprentissage)

La base d'apprentissage du RNA peut se mettre sous forme de fichiers ou de tableaux (matrice). Ce dernier est représenté par des vecteurs, où chaque vecteur représente un type de fonctionnement, et chaque vecteur (signature) est représenté par les valeurs efficaces. Dans ce cas chaque vecteur est constitué de 7 paramètres (I_a , I_b , I_c , V_a , V_b , V_c et w). Ces derniers représentent la couche d'entrée du RNA. En fait, pour passer à l'étape de classification nous disposons pour chacun des paramètres 7 types de fonctionnement y compris le fonctionnement normal.

Les bases de données sont très riches (fonctionnements normaux et anormaux), qui possèdent beaucoup d'informations sur le défaut. Pour cette phase on a réalisé les tâches suivantes [86]:

- La machine a été simulée en régime normal (état sain) ;
- La machine a été simulée en régime anormale (en présence de défauts : cassure d'une barre, deux barres, trois barres, et quatre barres) ;
- La machine a été simulée en régime anormale (en présence de défauts : court-circuit entre 80 et 32 spires). Le tableau III.7 suivant montre l'étape de classification de la machine en état sain et états de défauts

Catégorie	Type de Défaut	Symbole	Code			
			S1	S2	S3	S4
1	Etat sain	ES	0	0	0	0
2	Cassure d'une barre	CU	1	0	0	0
3	Cassure de deux barres	CD	0	1	0	0
4	Cassure de trois barres	CT	0	0	1	0
5	Cassure de quatre barres	CQ	0	0	0	1
6	Court-circuit entre 80 spires	CCES1	1	0	1	0
7	Court-circuit entre 32 spires	CCES2	1	1	0	0

Tableau III.7: Classification des différents défauts

III.17.2 Construction du bloc RNA

Les réseaux de neurones que nous avons testés sont tous des réseaux multicouches qui utilisent l'algorithme de rétropropagation pour leurs apprentissages ont montré leur efficacité pour la classification des formes et adapter les poids synaptiques de façon à minimiser la valeur moyenne de l'erreur sur l'ensemble d'entraînements. Par conséquent, l'utilisation d'un réseau de neurones à couches est préférable pour essayer de résoudre le problème posé.

Les réseaux utilisés comportant une couche d'entrée qui correspond à la rétine, et couches cachées constituent les variables de représentation interne des problèmes mais la couche de sortie correspond à la décision. Les étapes de construction du réseau peuvent être divisées de la manière suivante [86-87-88]:

- Choix des entrées du réseau, représenté par couche d'entrée ce qui indique que le nombre d'entrées de ce réseau est égal à 7, nous utilisons les valeurs efficaces des variables (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} , V_a , V_b , V_c et W), qui sont envoyées vers la couche suivante appelée couche cachée.
- Une couche cachée constituée des réseaux de neurones choisie selon leur adaptation au système avec des fonctions d'activations sélectionnés de type sigmoïde.
- une couche de sortie, c'est à dire détermination du nombre de sorties et leurs natures, pour faciliter l'interprétation des résultats de la sortie du réseau par le système expert, cette couche est composée de quatre neurones, la sortie de chaque neurone a été orienté sur les nombres binaires soit 0 ou 1. La figure III.55 montre la structure du réseau de neurones proposé :

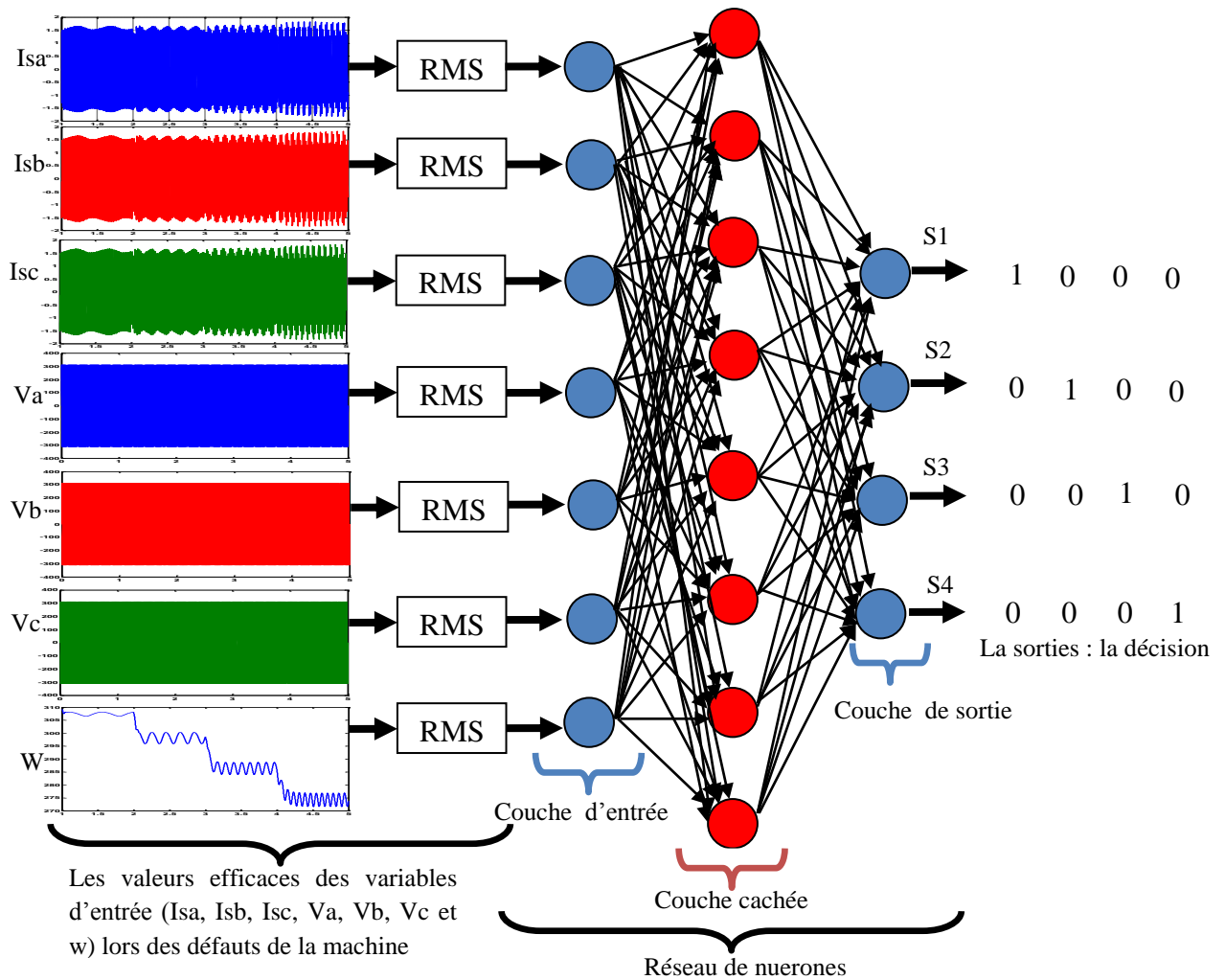


Figure III. 55: Structure du réseau de neurones proposé (les valeurs indicatrices sont les valeurs efficaces). [87-29]

III.17.3 Test des réseaux

Les Réseaux de neurones sont construits pour atteindre des performances satisfaisantes, et l'apprentissage est une phase très importante pour le déploiement d'un réseau de neurone durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. En fait, ces exemples appartiennent à deux bases de données, la première étant la base d'apprentissage et la deuxième étant la base de tests du réseau. Alors que les tests concernent la vérification des performances d'un réseau de neurones et permet d'estimer la capacité de généralisation, car tous les types de fonctionnement (sain et défauts) ont été identifiés afin de vérifier que notre réseau réagit correctement par les réseaux appliqués. Cela peut être expliqué par les résultats obtenus dans la phase de test des trois réseaux (dont les valeurs des erreurs quadratiques moyennes sont proches de zéro). A la fin de cette étape on fixe le nombre des neurones de chaque couche pour les trois réseaux, les résultats sont présentés dans les tableaux III.8 [29]:

	Nombre de neurone de la couche d'entrée	Nombre de neurone de la couche cachée	Nombre de neurone de la couche de sortie	Erreur quadratique moyenne
RNA n°1	7	8	4	6.23xe-16
RNA n° 2	7	7	4	5.18xe-12
RNA n° 3	7	6	4	9.64xe-12

Tableau III.8: Différents tests d'apprentissage des RNA

On effectue un apprentissage des trois réseaux à l'aide de logiciel MTLAB où on obtient une erreur quadratique la plus petite. Pour le premier réseau on a obtenu la plus petite erreur après 135 itérations, et pour le deuxième réseau après 22 itérations, et pour le troisième réseau après 21 itérations comme illustrées sur la figure III.56 :

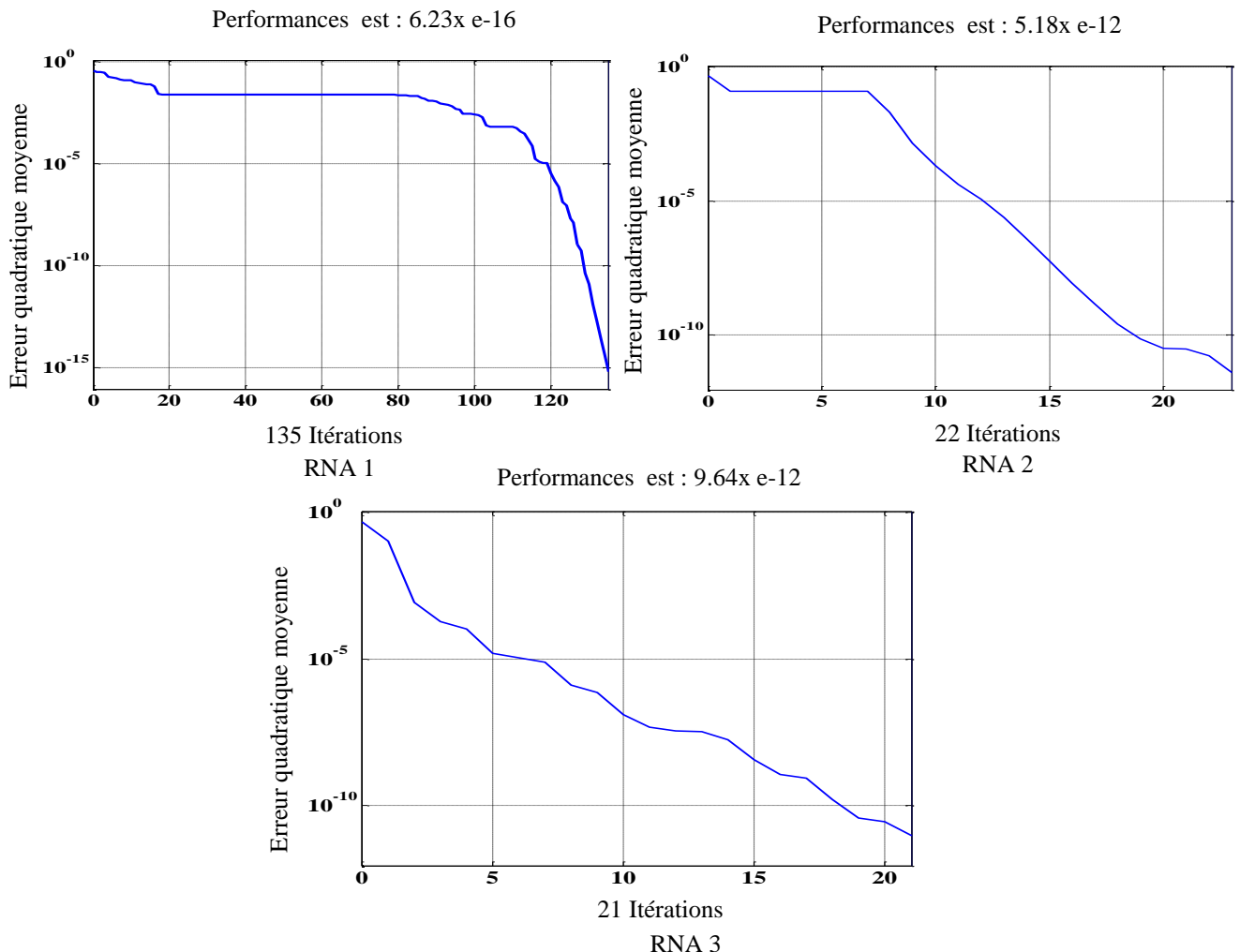


Figure III.56: Evolution de l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itérations d'apprentissage

On remarque que les valeurs quadratiques moyennes des réseaux étudiés sont très proches de zéro, ce qui veut dire les trois réseaux de neurones donnent de meilleures performances dans la

phase d'apprentissage. En ce qui concerne la phase du test, utilisé pour la vérification des performances d'un réseau de neurones et sa capacité de généralisation. A cette phase nous avons appliqué les défauts au niveau du rotor (cassures des barres adjacentes) pour le réseau de neurones RNA1, puis on a appliqué les défauts statoriques (court-circuit entre 80 et 32 spires) pour les réseaux RNA2 et RNA 3 en plusieurs temps comme illustrées au tableau III.9 :

Temps d'application		Type de défaut
RNA1	A t=1s	Une barre cassée
	A t=2s	Deux barres cassées adjacentes
	A t=3s	Trois barres cassées adjacentes
	A t=4s	Quatre barres cassées adjacentes
RNA2	A t=1s	Court-circuit entre 80 spires (50%)
RNA3	A t=1s	Court-circuit entre 32 spires (20%)

Tableau III.9 : Application de différents défauts en fonction du temps

Les résultats des sorties des trois réseaux de neurones (RNA1, RNA2, RNA3) sont présentés dans les figures III (57, 58) :

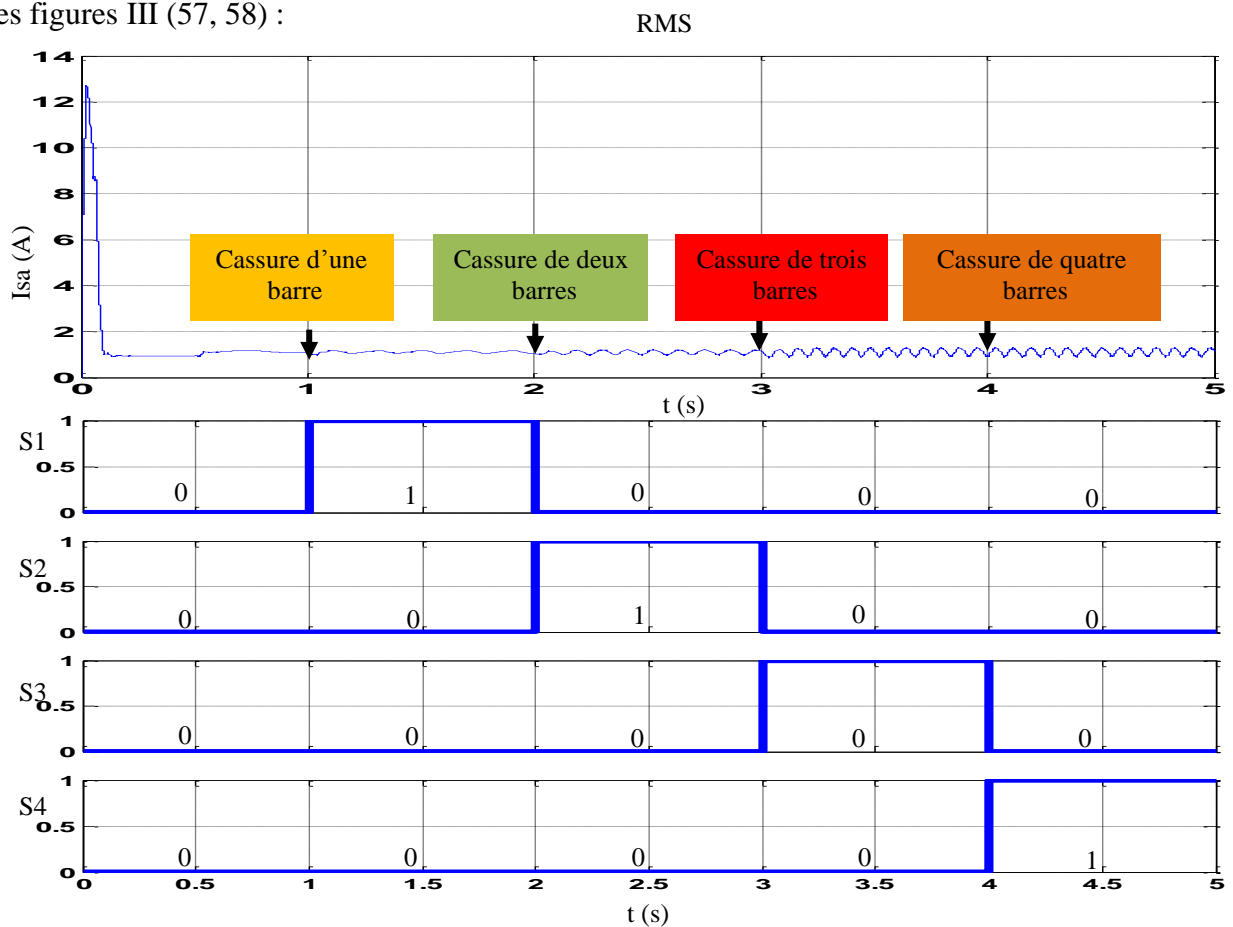


Figure III.57 : Evolution du courant statorique et test des sorties du premier RNA1 dans le cas De quatre barres cassées adjacentes

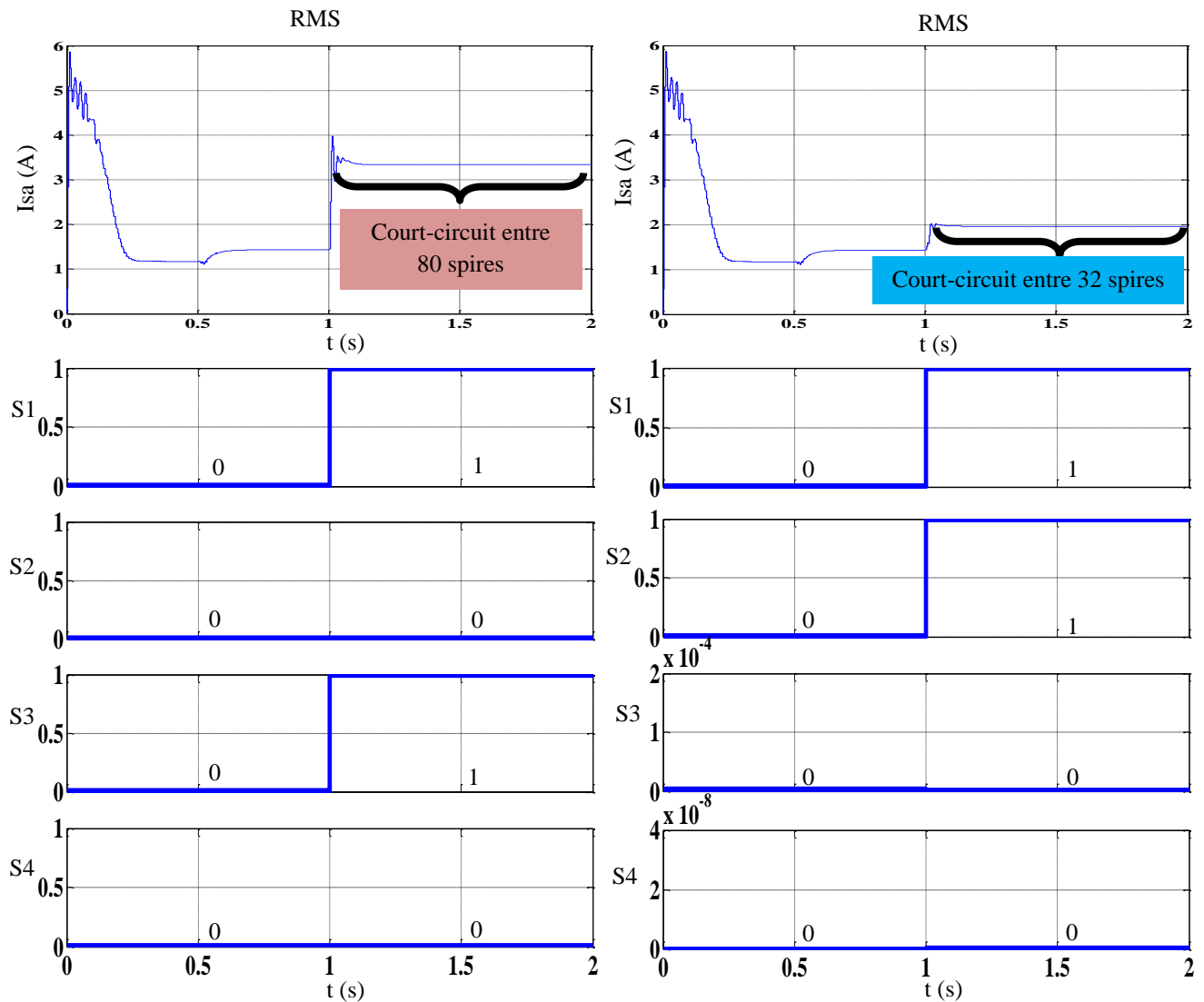


Figure III.58 : Evolution du courant statorique et test des sorties du deuxième RNA2 et troisième RNA3 dans le cas de court-circuit entre 80 et 32 spires

Pour identifier les défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples lors de fonctionnement sain et en défauts pour pouvoir les apprendre. A travers la fonction d'apprentissage, les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Après l'apprentissage, le réseau ne reconnaît pas seulement les exemples appris mais également des modèles qui leur ressemblent, ce qui correspond à une certaine robustesse par rapport aux déformations de signaux par le défaut. Lors de la détection d'un défaut, le réseau de neurone RNA1, présente un changement sur la figure III.57 à l'instant de l'application du défaut, par exemple, en temps $t=1s$ introduit le premier défaut et les sorties: S_1, S_2, S_3, S_4 , indiquent respectivement les valeurs: $(1, 0, 0, 0)$ donc le défaut correspondant est une barre cassée. Pour les autres cas, les sorties S_1, S_2, S_3, S_4 correspondant sont :

- A $t=2s$ la sortie est $(0, 1, 0, 0)$, elle représente de deux barres cassées;

- A $t= 3$ s la sortie (0, 0, 1, 0), elle représente de trois barres cassées;
- A $t= 4$ s la sortie (0, 0, 0, 1), elle représente de quatre barres cassées.

Pour les réseaux de neurones RNA2 et RNA3, on applique le défaut à l'instant $t=1$ s, on constate que les graphes changent sur la figure III.58. Dans le cas de court-circuit entre 80 et 32 spires, dans ce cas, les sorties: S_1, S_2, S_3, S_4 , correspondant :

- A $t= 1$ s (1, 0, 1, 0) représente un court-circuit de 80 spires;
- A $t= 1$ s (1, 1, 0, 0) représente un court-circuit de 32 spires.

III.18 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le diagnostic des défauts de la machine à induction au niveau du rotor (cassure de quatre barres adjacentes) et les défauts au niveau du stator (court-circuit entre 80 et 32 spires) alimentée en premier lieu par le réseau triphasé, puis les mêmes défauts ont été considérés dans le cas de l'onduleur à MLI. Ensuite, différentes techniques de traitement de signal ont été appliquées pour l'extraction des caractéristiques particulières sensibles à la présence des défauts et qui seront utilisées comme valeurs indicatrices dans le système de diagnostic, on peut citer les techniques suivantes :

- L'analyse spectrale 'FFT' c'est une technique classique et très efficace pour la détection de défaut en régime stationnaire ou permanent qui permet de révéler les raies latérales selon l'équation $(1 \pm 2sk) f_s$ en cas de cassures des barres adjacentes et l'équation $k.f_s$ en cas de court-circuit entre spires ;
- Ondelettes continue et discrète en régime non-stationnaire où l'analyse par les ondelettes qui permet l'utilisation de longs intervalles de temps pour présenter la précision dans les basses fréquences et de courtes régions pour les hautes fréquences, ce qui donne de bons résultats afin de détecter et localiser les défauts dans le domaine temporel;
- L'approche de vecteur de Park est une technique efficace pour la détection de la défaillance en cas précoce et s'avère être un bon indicateur de l'état du moteur;
- Utilisation de l'espace de parité par calcul des relations de redondance analytique (RRA), de sorte d'obtenir trois résidus, la première dépend du couple C_r , et les deux autres sont robustes et indépendantes du couple résistant. Ces résidus R_1, R_2, R_3 sont utilisés comme un outil afin de détecter les défauts ;
- Détection et localisation des défauts par la technique intelligence artificielle avancées (réseaux neurones, logique floue).

Dans le chapitre suivant on présenter le diagnostic des différents défauts dans le convertisseur-machine.

Chapitre IV

Analyse et diagnostic des défauts dans
l'ensemble convertisseur-machine
simultanément

IV.1 Introduction

La machine électrique aujourd'hui joue un rôle compétitif dans l'industrie afin de fournir une meilleure production et satisfaire les entreprises productrices pour dominer le marché grâce à la crédibilité du produit. Par conséquent, si la machine contient de nombreux atouts tels que : la robustesse, la précision de performance, et la rapidité, alors il existe certains composants de la machine peuvent entraîner un dysfonctionnement direct de l'appareil et l'arrêter. L'entretien précoce permet d'avoir une augmentation du profit de temps et connaître les défauts qui conduisent à l'absence complète de la machine. Le but de cette étude est le diagnostic des défauts dans l'onduleur de tension à MLI (modulation de largeur d'impulsion) associé à la machine électrique pour un défaut de semi-conducteur en circuit ouvert et vérifier la réaction de la machine lors de l'application du défaut. Pour réaliser cela, nous utilisons un modèle multi-enroulements pour représenter la cassure des barres et un modèle triphasé pour simuler le court-circuit entre 80 spires.

IV.2 Etude de défauts de type circuit-ouvert de l'onduleur

En cas de défaut d'ouverture des interrupteurs à base des semi-conducteurs T_{ri} ($i = 1: 6$). La phase $j = a, b, c$ de la machine est connectée à l'électrode positive de la tension continue à travers le courant qui traverse la diode D_i . La tension V_{jn} dépend de l'état des semi-conducteurs T_{ri+3} et de la direction du courant de phase.

IV.2.1 Algorithme de commutation en cas de défaut T_{r1}

En cas de défaut de l'interrupteur ouvert : T_{r1} , V_{bo} et V_{co} ne sont pas touchées. La phase « a » du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_1 . La tension V_{an} dépend de l'état de l'interrupteur T_{r4} et de la direction du courant de phase I_{an} . Dans ce cas, les fonctions de commutations S'_b et S'_c restent les mêmes mais, S'_a peut être obtenue selon l'algorithme suivant [89-90-91]:

$$S'_a = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{an} > 0 \\ -1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r4} \text{ à l'état 1} \\ 1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r4} \text{ à l'état 0} \end{cases} \quad (IV.1)$$

IV.2.2 Algorithme de commutation en cas de défaut T_{r4}

En cas de défaut de l'interrupteur ouvert T_{r4} , V_{bo} et V_{co} ne sont pas touchées. La phase « a » du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_4 . La tension V_{an} dépend de l'état de l'interrupteur T_{r1} et de la direction du courant de phase I_{an} . Dans ce cas, les fonctions de commutations S'_b et S'_c restent les mêmes mais, S'_a peut être obtenue selon l'algorithme suivant:

$$S_a'' = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{an} > 0 \\ 1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r1} \text{ à L'état 1} \\ -1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r1} \text{ à L'état 0} \end{cases} \quad (IV.2)$$

IV.2.3 Algorithme de commutation en cas de défaut T_{r2}

En cas défaut de l'interrupteur ouvert T_{r2} , V_{ao} et V_{co} ne sont pas touchées. La phase «b» du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_2 . La tension V_{bn} dépend de l'état de l'interrupteur T_{r5} et de la direction du courant de phase I_{bn} . Dans ce cas, les fonctions de commutations S_a' et S_b' restent les mêmes mais, S_c' peut être obtenue selon l'algorithme suivant:

$$S_b' = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{cn} > 0 \\ -1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r6} \text{ à L'état 1} \\ 1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r6} \text{ à L'état 0} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Le tableau IV.1 résume les fonctions de commutation correspondantes aux cas de défauts :

Défaut T_{r1}	Défaut T_{r2}	Défaut T_{r3}
S_a' $= \begin{cases} -1 & \text{si } i_{an} > 0 \\ -1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r4} \text{ à L'état 1} \\ 1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r4} \text{ à L'état 0} \end{cases}$	S_b' $= \begin{cases} -1 & \text{si } i_{bn} > 0 \\ -1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r5} \text{ à L'état 1} \\ 1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r5} \text{ à L'état 0} \end{cases}$	S_c' $= \begin{cases} -1 & \text{si } i_{cn} > 0 \\ -1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r6} \text{ à L'état 1} \\ 1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r6} \text{ à L'état 0} \end{cases}$
Défaut T_{r4}	Défaut T_{r5}	Défaut T_{r6}
S_a'' $= \begin{cases} 1 & \text{si } i_{an} > 0 \\ 1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r1} \text{ à L'état 1} \\ -1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r1} \text{ à L'état 0} \end{cases}$	S_b'' $= \begin{cases} -1 & \text{si } i_{bn} > 0 \\ 1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r2} \text{ à L'état 1} \\ -1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r2} \text{ à L'état 0} \end{cases}$	S_c'' $= \begin{cases} -1 & \text{si } i_{cn} > 0 \\ 1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r3} \text{ à L'état 1} \\ -1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r3} \text{ à L'état 0} \end{cases}$

Tableau IV.1: Fonctions de commutations en cas de défauts

IV.3 Résultats de simulation

Le convertisseur est l'un des compositions de puissance les plus largement utilisées en raison de ses avantages en commutation et en surveillance, grâce à sa simplicité. Dans ce cas représenter une simulation de l'ensemble (MAS + onduleur) avec application du couple de charge 3.5 N.m et l'analyse de comportement du système en présence de défaut de convertisseur-machine. Pour cela, on utilise deux modèles : modèle multi-enroulement introduit le type de défaut : cassures de quatre barres adjacentes avec application d'un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} du 1^{er} bras (A) de l'onduleur à deux niveaux. Un autre modèle triphasé introduit le type de défaut de court-circuit entre 80 spires avec application du même défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} du 1^{er} bras de l'onduleur à deux niveaux, selon le modèle présenté à la figure IV.1.

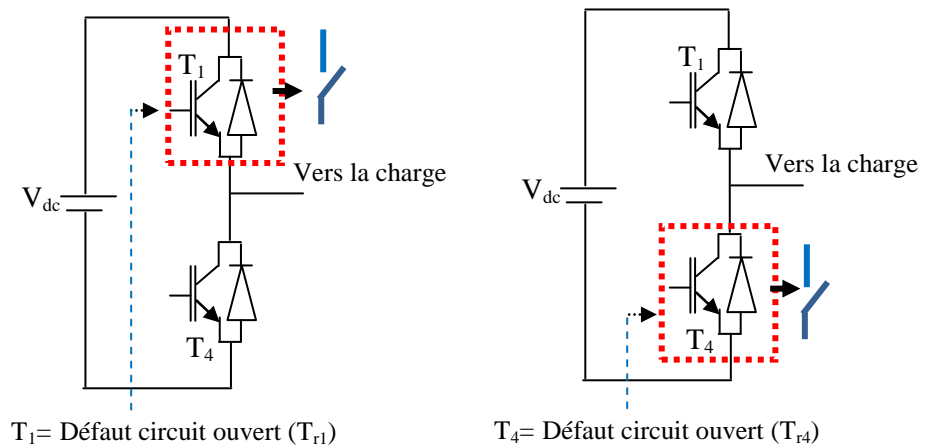


Figure IV.1: Défauts d'interrupteurs (circuit ouvert) [92]

IV.3.1 Cas de cassure de quatre barres adjacentes avec un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} simultanément

Les figures IV.2 et IV.3 présentent respectivement l'influence d'un défaut de circuit ouvert sur les grandeurs des courants statoriques, couple électromagnétique et vitesse de rotation

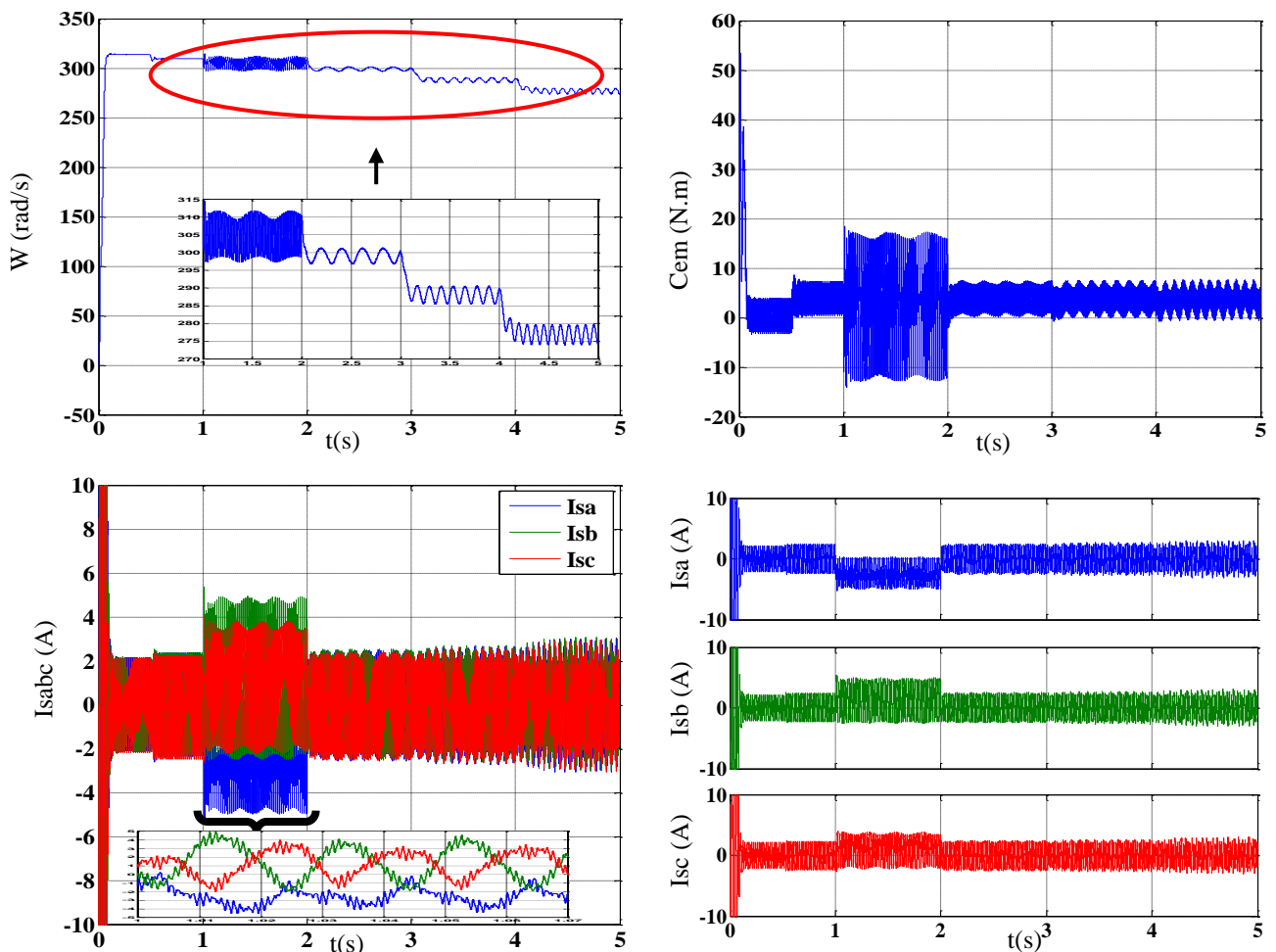


Figure IV.2: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1}

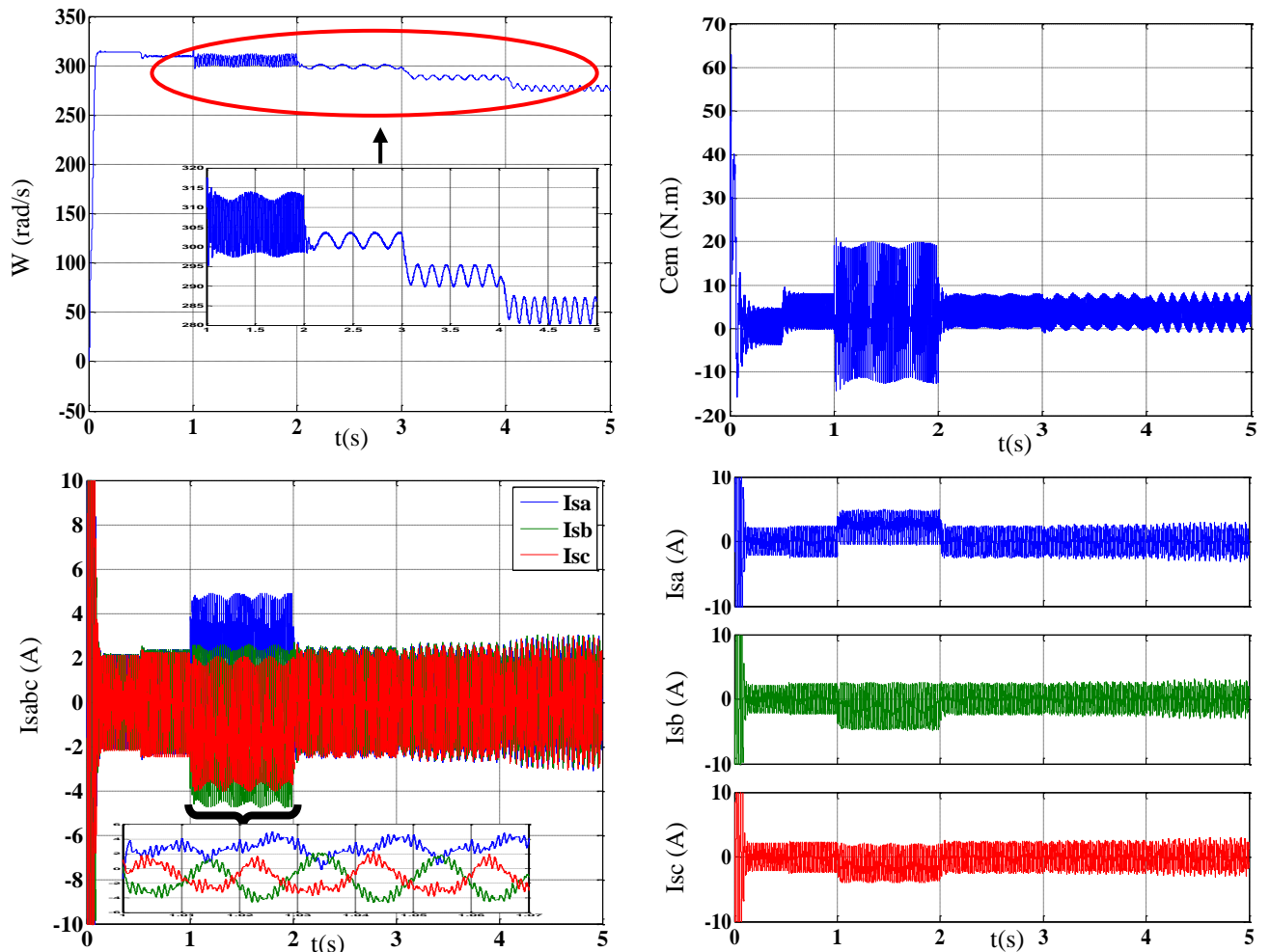


Figure IV.3: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4}

On constate que l'influence du défaut sur le comportement du système lors l'ouverture des interrupteurs T_{r1} et T_{r4} et des défauts cassures de quatre barres adjacentes simultanément, dans le cas de T_{r1} : perte de la forme sinusoïdale du courant et il prend la valeur négative de la phase " a ", mais en cas de T_{r4} : perte de la forme sinusoïdale du courant où il prend la valeur positive de la phase " a ", qui devient non sinusoïdale, et la valeur crête du couple électromagnétique dans le temps $t = 1$ jusqu'à $t = 2$ prennent la valeur nominale supérieure. Par rapport à valeur dans le cas simulé, la vitesse de rotation diminue en raison de la rupture de la barre, ces défauts résultant de perturbations dans le système, qui apparaît à la déformation actuelle, et qui cause des pertes électriques en raison des harmoniques qu'il contient. Les courants des deux d'autres phases prennent instantanément des valeurs élevées pour maintenir le couple et la vitesse à leurs valeurs moyennes. Le tableau IV.2 indique des valeurs différentes pour les grandeurs électriques (courant) et mécaniques (vitesse et couple), en cas des défauts cassures de quatre barres adjacentes et des interrupteurs T_{r1} et T_{r4} simultanément.

Type des défauts	Les grandeurs électriques et mécaniques	
Défauts cassures de quatre barres adjacentes et de l'interrupteurs T_{r1} simultanément dans l'intervalle $t = [1,2]$ s	Amplitude W (rad/s)	
	310.8187	
	Amplitude Ce (N.m)	
	17.0760	
	Amplitude Isabc (A)	Isa (A)
		Isb(A)
		Isc (A)
-4.4693		
3.5009		
4.3948		
défauts cassures de quatre barres adjacentes et de l'interrupteurs T_{r4} simultanément dans l'intervalle $t = [1,2]$ s	Amplitude W (rad/s)	
	313.8734	
	Amplitude Ce (N.m)	
	19.8684	
	Amplitude Isabc (A)	Isa (A)
		Isb (A)
		Isc (A)
4.7486		
-3.6313		
-4.7486		

Tableau IV.2: Différentes valeurs en cas de défaut de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4}

IV.3.2 Cas de court-circuit entre 80 spires avec un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} simultanément

Les figures IV.3 et IV.4 présentent respectivement l'effet d'un défaut de circuit ouvert sur les grandeurs (courants, couple et vitesse) en cas de court-circuit entre 80 spires

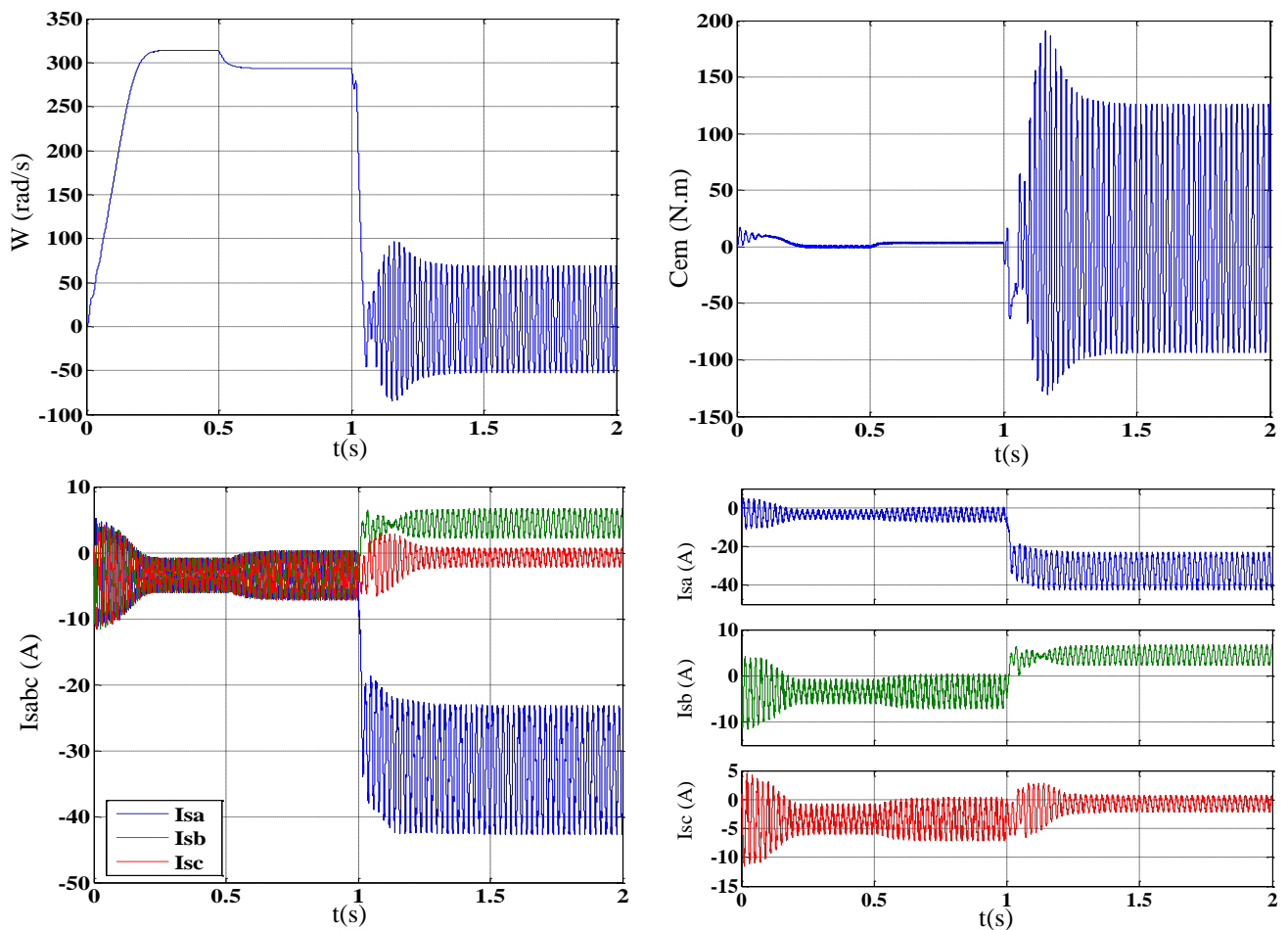


Figure IV.4: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1}

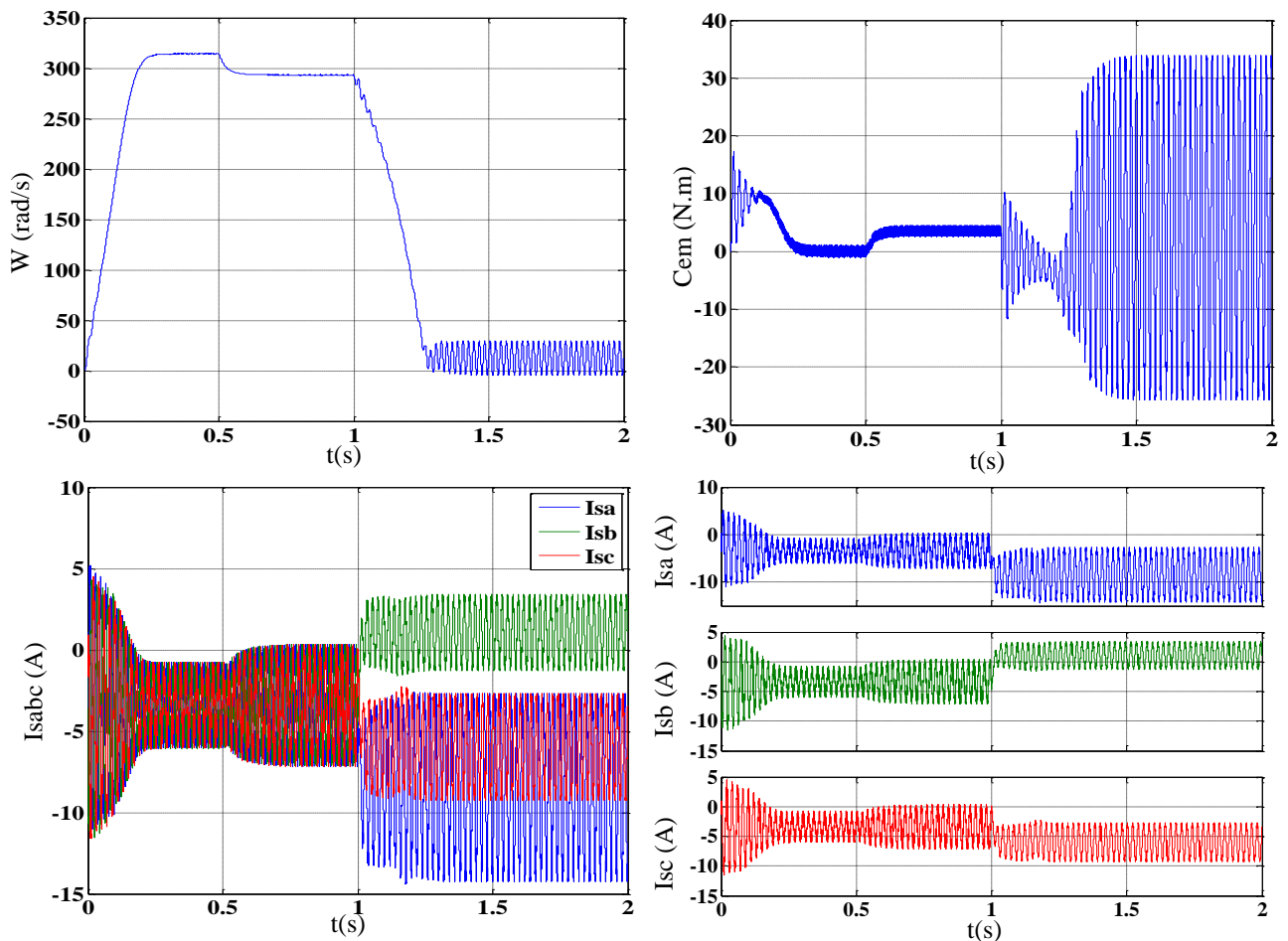


Figure IV.5: Grandeurs électriques et mécaniques pour un défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4}

D'après la figure IV.4 et la figure IV.5 on observe l'effet du défaut l'ouverture des interrupteurs T_{r1} et T_{r4} sur les grandeurs électriques et mécaniques où : la vitesse de rotation diminue jusqu'à elle atteint zéro et l'apparition des ondulations lors de l'application du défaut de court-circuit entre 80 spires à l'instant $t = 1s$. Le couple électromagnétique présente des ondulations importantes. Cette variation du couple est à l'origine de la variation de vitesse, mais les courants de phases deviennent déséquilibrés et leurs amplitudes peuvent atteindre des valeurs supérieurs au courant normal et une augmentation importante de la valeur efficace des courants deux autres phases.

IV.4 Détection des défauts de l'ensemble convertisseur-machine

Pour l'analyse et la détection des défauts d'un semi conducteur de l'onduleur à MLI, nous étudions l'évolution du courant statorique, en se basant sur deux modèles (multi-enroulement et modèle triphasé) par plusieurs techniques à savoir:

- Analyse spectrale du courant statorique ;
- Analyse du courant en ondelettes continue et discrète ;
- Analyse du défaut par la trajectoire du vecteur de courant (contour de Park).

IV.4.1 Analyse spectrale du courant statorique

Les figures IV. (6, 7, 8, 9) présentent le spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur (T_{r1} , T_{r4}) avec défauts cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires

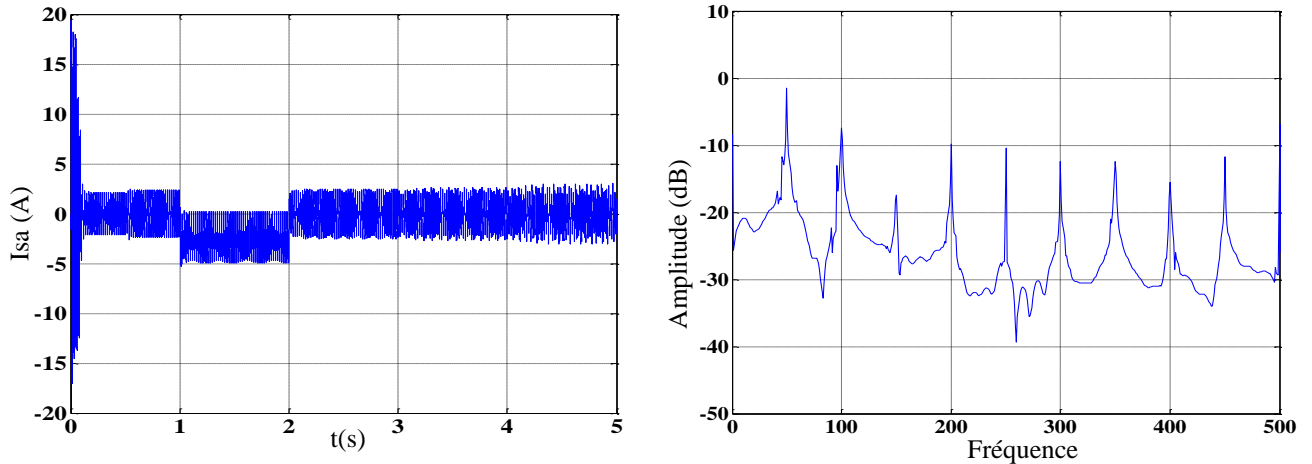


Figure IV.6: Spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} avec cassures de quatre barres adjacentes

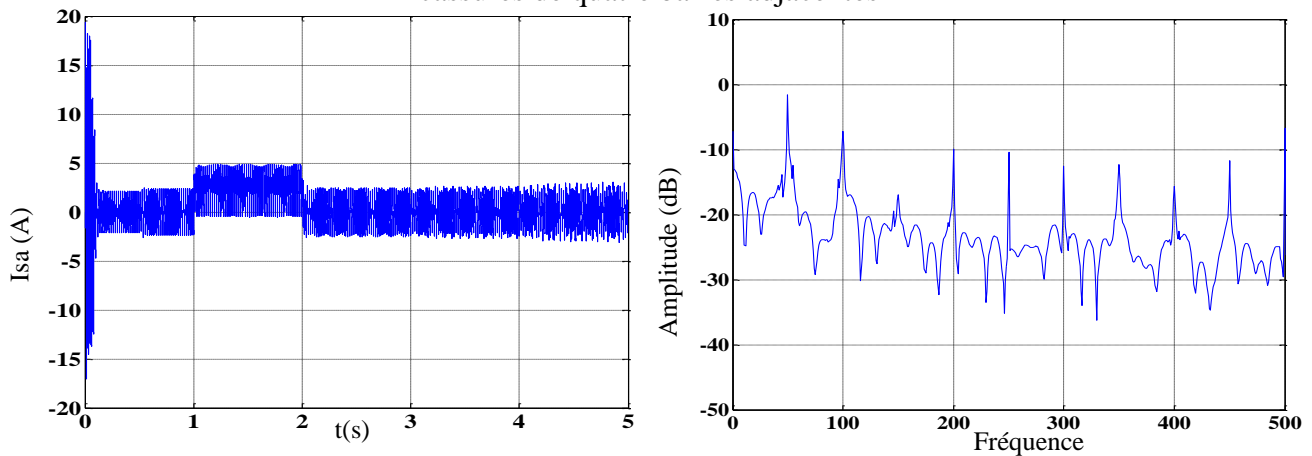


Figure IV.7: Spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4} avec cassures de quatre barres adjacentes

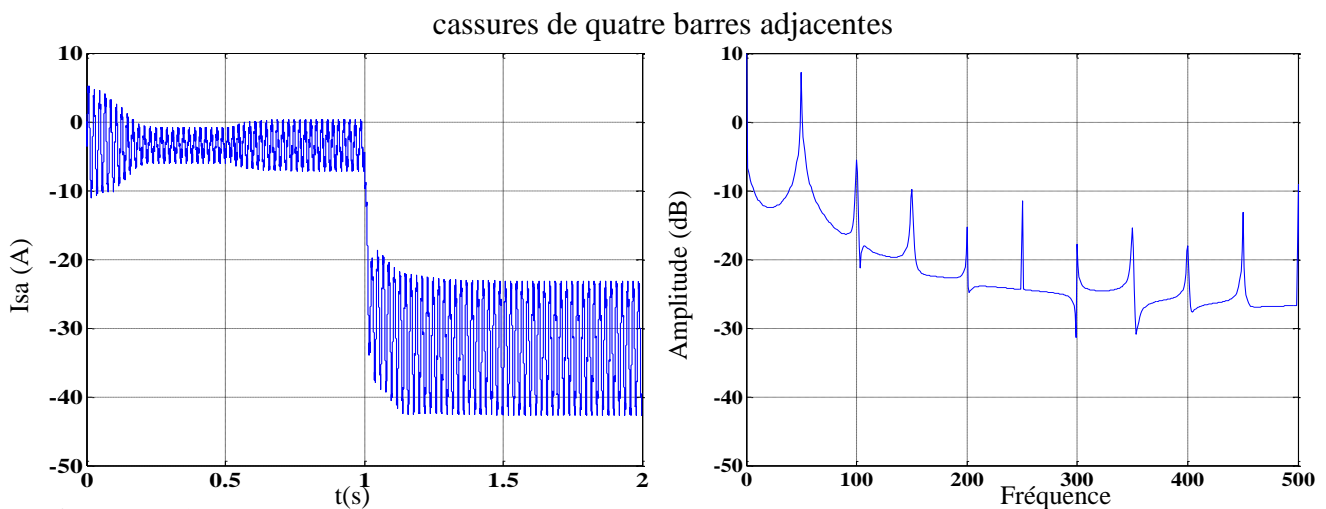


Figure IV.8: Spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} avec court-circuit entre 80 spires

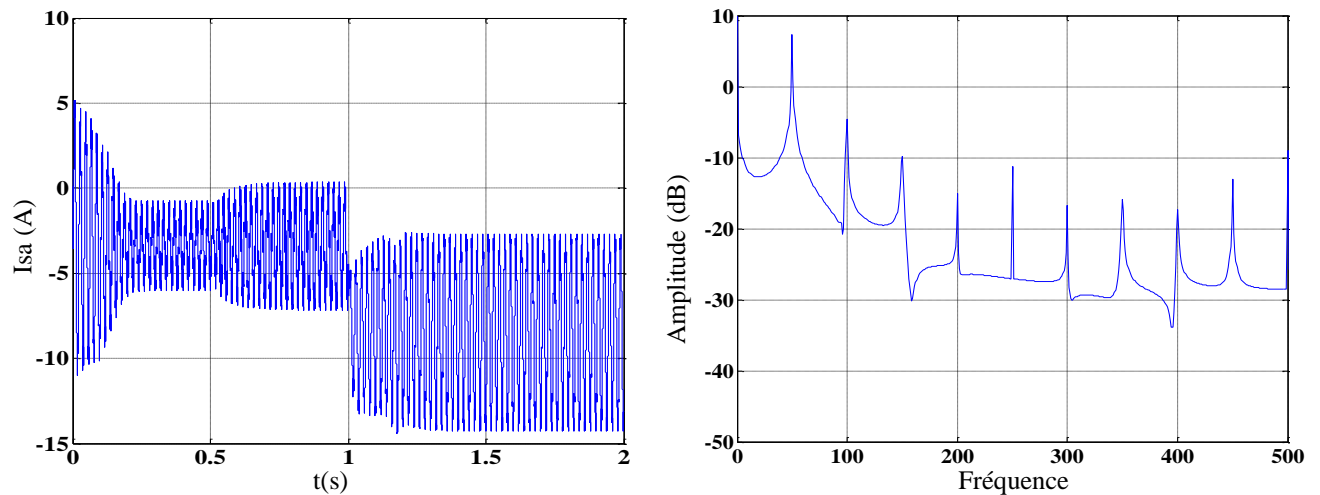


Figure IV.9: Spectre du courant statorique en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r4} avec court-circuit entre 80 spires

Pour le diagnostic des défauts en cas d'ouverture des interrupteurs ($Tr1$, $Tr4$) et avec cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires, la transformation de Fourier rapide (FFT) permet de mettre en évidence les raies et les composantes supplémentaire présentes dans le spectre du signal pour détecter les défauts, Voir figures IV. (6, 7, 8, 9). La présence de plusieurs composantes de fréquence impaires voisines au fondamental correspondant à 100 Hz et 150 Hz et 200Hz et 250 Hz et 300 Hz. Cela conduit à affecter les performances de la machine surtout au niveau de l'interrupteur en cas de défaut d'ouverture ($Tr1$, $Tr4$). Par conséquent il apparaît des bruits et des vibrations à cause de défauts de l'onduleur.

IV.4.2 Analyse de courant en ondelettes continue et discrète

Dans cette partie, nous allons présenter d'analyse par ondelette continue (TOC) avec application de la famille d'ondelettes (Meyer) et ondelette discrète (TOD) en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur (T_{r1} , T_{r4}) avec cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires.

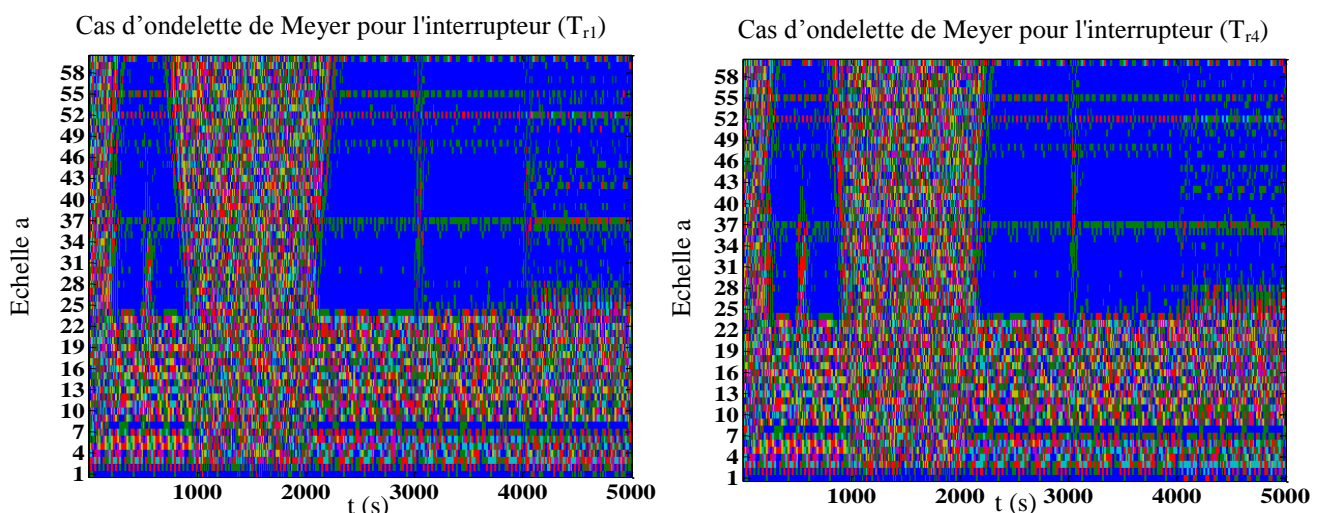


Figure IV.10 Analyse du courant de stator par l'ondelette Meyer en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec cassures de quatre barres adjacentes

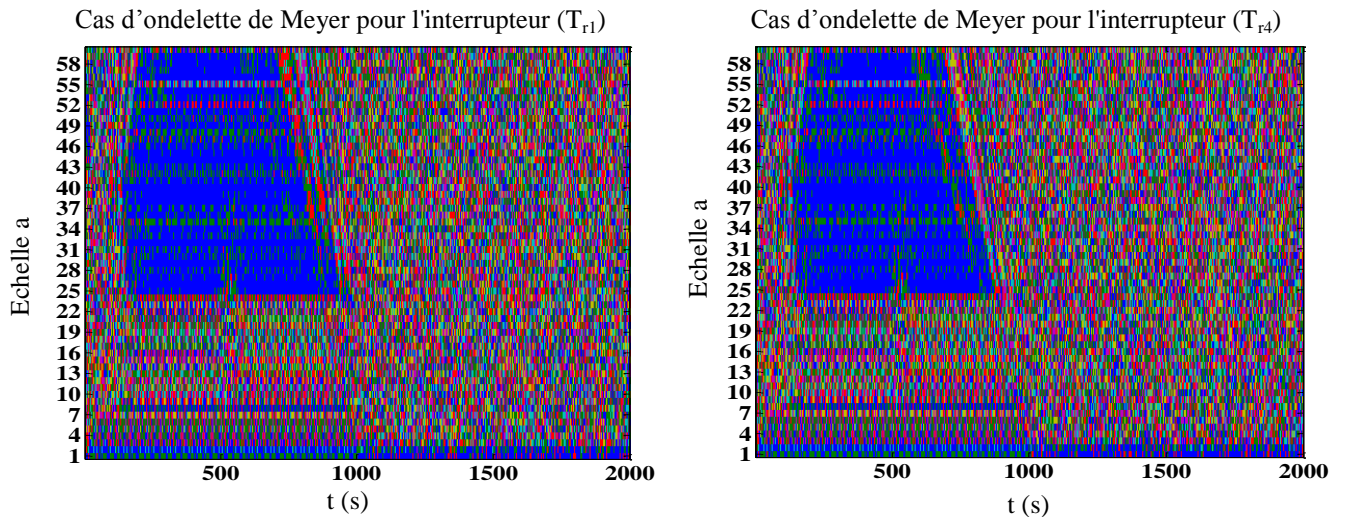


Figure IV.11 Analyse du courant de stator par l'ondelette Meyer en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec court-circuit entre 80 spires

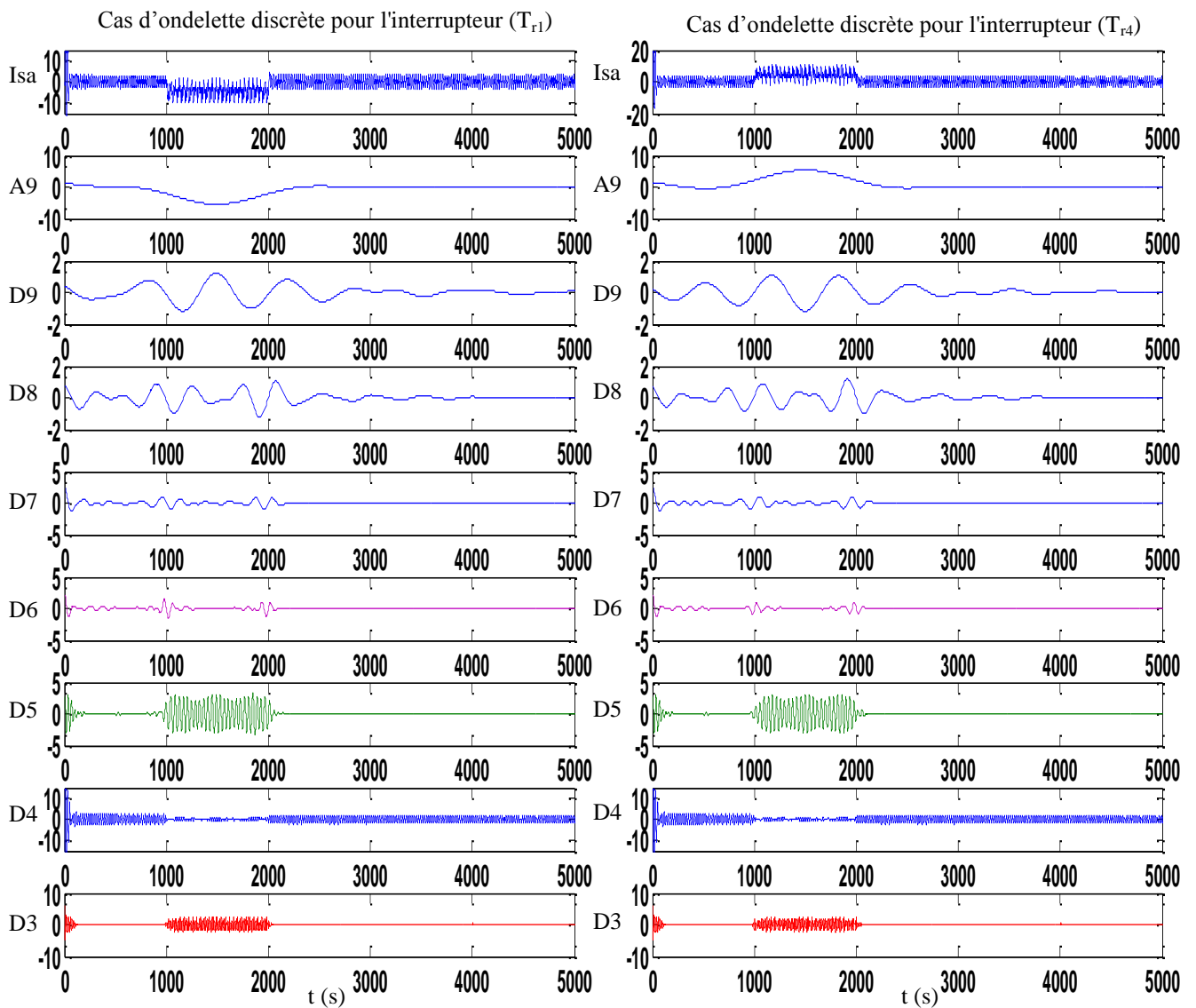


Figure IV.12 Analyse du courant de stator par l'ondelette discrète en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec cassure de quatre barres adjacentes

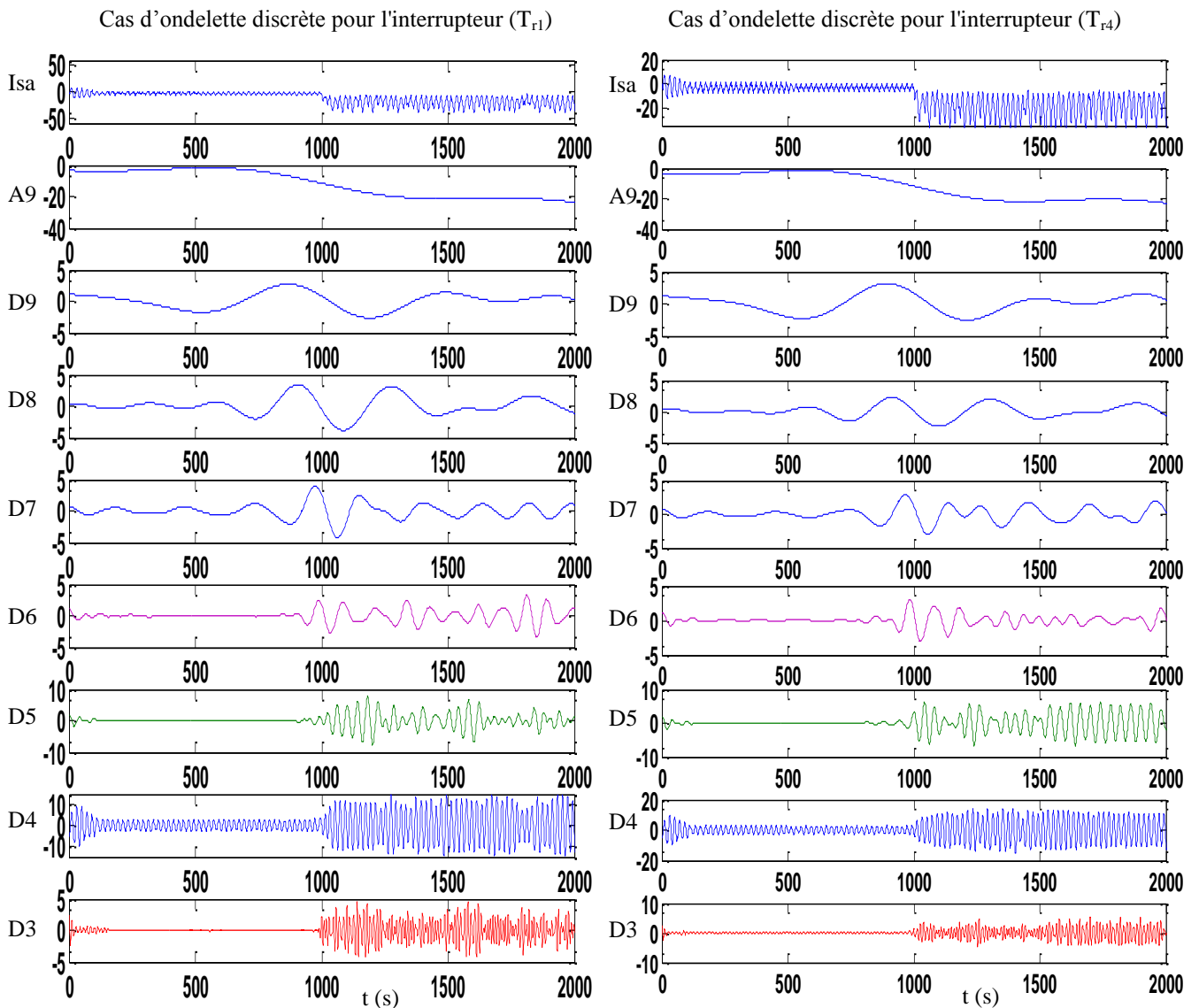


Figure IV.13 Analyse du courant de stator par l'ondelette discrète en cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec court-circuit entre 80 spires

Les figures IV.(10.11) montrent l'application de la transformée en ondelettes continues (TOC) du courant statorique d'une phase (a), pour les échelles entre 0 et 64 respectivement et la famille d'ondelettes de Meyer dans le cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur T_{r1} et T_{r4} avec cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires. Les coefficients calculés se rapportent à la proximité du signal de l'ondelette à l'échelle actuelle (a, b). Dans le cas de défauts (cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires), on remarque une variation du coefficient, Ceci est dû à la présence des harmoniques lors d'apparition de défaut de l'onduleur (ouverture l'interrupteur T_{r1} et T_{r4}).

En ce qui concerne l'analyse de l'ondelette discrète (TOD). Les figures IV. (12-13) montrent huit (8) signaux détaillés et un signal d'approximation (D9, D8, D7, D6, D5, D4, D3 et A9). Le signal détaillé contient des informations hautes fréquences et le signal d'approximation contient des

informations basses fréquences. En cas de défaut d'ouverture des interrupteurs T_{r1} et T_{r4} avec cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires, on observe l'augmentation de l'oscillation qui se manifeste dans les coefficients d'analyse du signal (D6, D5, D4, D3), car les bandes de fréquences sont affectées par les différents types de défauts. Les signaux les plus affectés sont D5 en cas de cassures des barres et D4 en cas court-circuit entre 80 spires simultanément qui se présentent sous une forme harmonique.

IV.4.3 Analyse du défaut par le contour de Park

Chaque défaut au niveau des convertisseurs statiques se caractérise par une signature spécifique, sous forme d'une courbe de Lissajous, dans le référentiel stationnaire biphasé (α, β). Le système (i_a, i_b, i_c) est transformé en un système biphasé (i_α, i_β) , les courants biphasés peuvent être donnés par les équations suivantes:

$$\begin{cases} i_\alpha = i_A \sqrt{\frac{3}{2}} \\ i_\beta = \sqrt{2} i_B + \frac{1}{\sqrt{2}} i_A \end{cases} \quad (IV.4)$$

Le rapport ψ représente la pente de la trajectoire moyenne du courant sur un temps discret défini par [79-93]:

$$\psi = \frac{i_{\alpha k} - i_{\alpha(k-1)}}{i_{\beta k} - i_{\beta(k-1)}} \quad (IV.5)$$

Où k et $(k-1)$ sont l'instant actuel de calcul et l'instant d'avant.

IV.4.3.1 Cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase "a"

Si l'interrupteur T_{r1} ou T_{r4} est ouvert, le courant de la phase a; est donc nulle durant une demi période, les équations IV.5 et IV.4, nous donnent: $\psi = \infty$ $i_\alpha = 0$ et $i_\beta = \sqrt{2} \cdot i_B$

IV.4.3.2 Cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase "b"

Dans le cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase b; avec le même raisonnement T_{r2} ou T_{r5} ouvert: les équations IV.5 et IV.4, nous donnent: $\psi = \sqrt{3}$ et $i_\alpha = \sqrt{3} \cdot i_\beta$

IV.4.3.3 Cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase "c"

Dans le cas de défaut d'ouverture de l'interrupteur de la phase c; avec le même raisonnement T_{r3} ou T_{r6} ouvert: les équations IV.5 et IV.4, nous donnent : $\psi = -\sqrt{3}$ $i_\alpha = -\sqrt{3} \cdot i_\beta$ et $i_\beta = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot i_A$

Les formes Lissajous relatives à chaque interrupteur en défaut sont illustrées par la figure IV.14

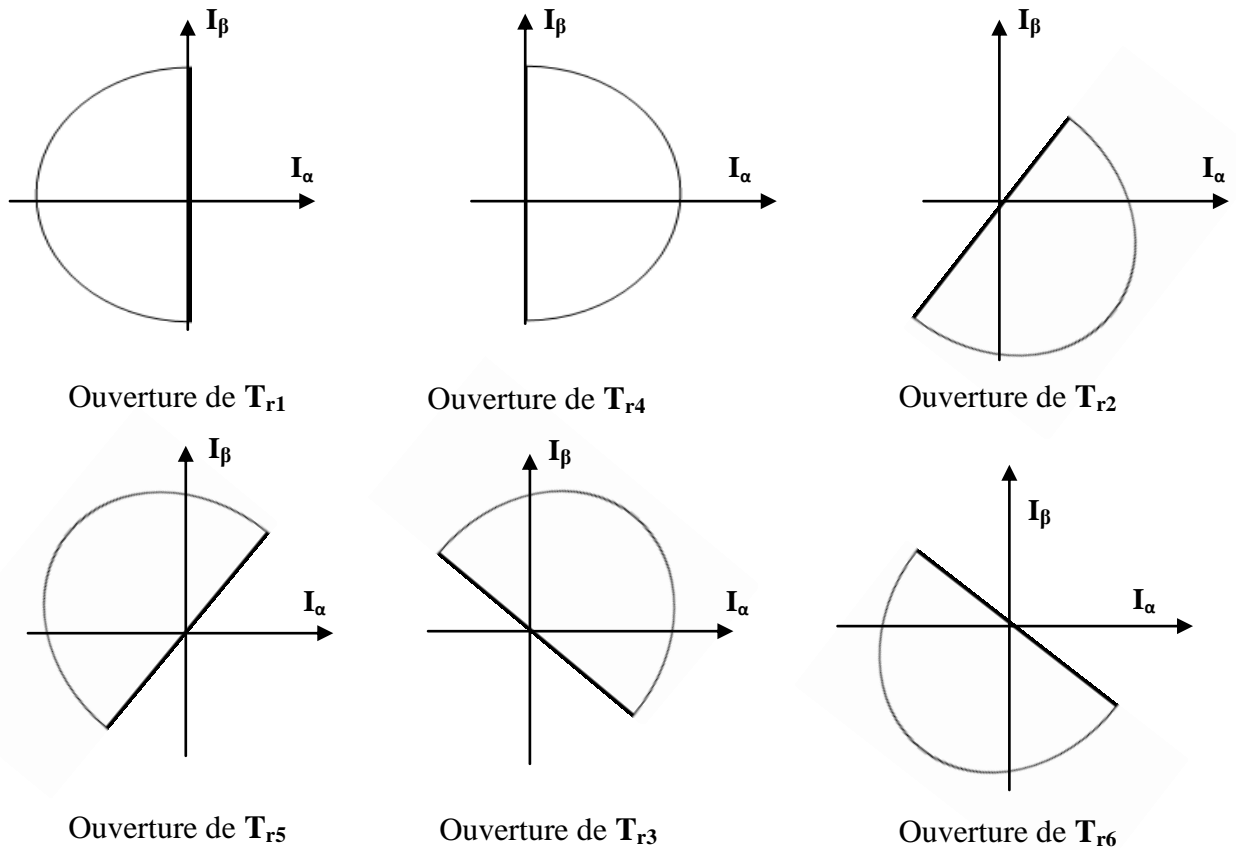
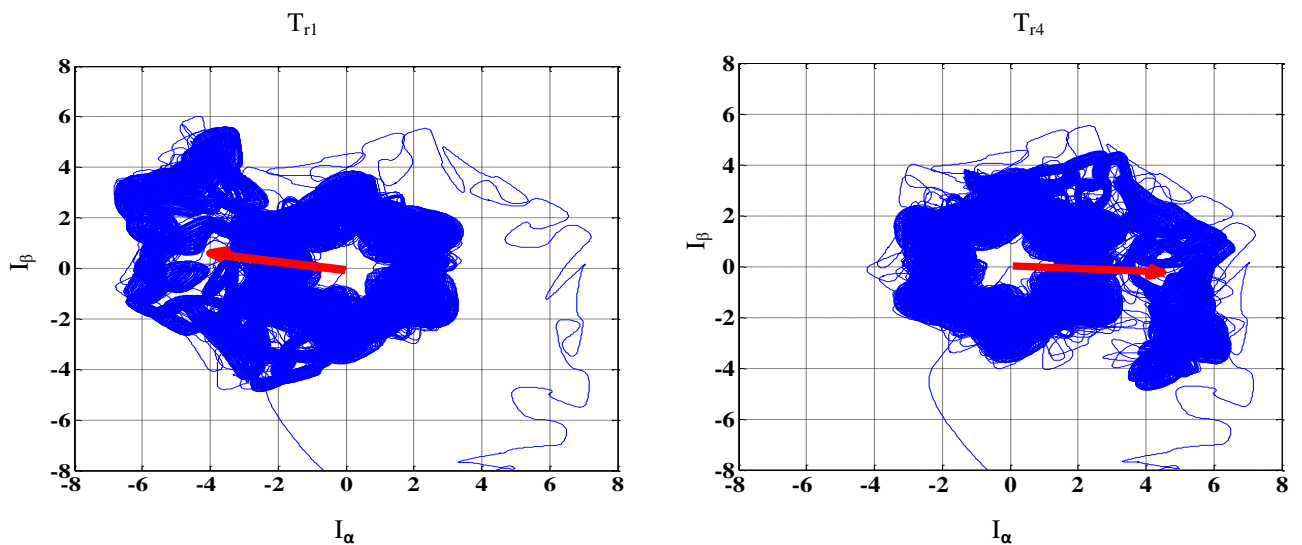


Figure IV.14: Trajectoires de vecteur courant en mode défectueux [93]

IV.5 Cas d'un défaut cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires avec d'ouverture de six interrupteurs T_{ri} (T_{r1} , T_{r2} , T_{r3} , T_{r4} , T_{r5} , T_{r6}) simultanément

Les figures IV. (15,16) illustrent les différentes signatures dans le repère de Park des courants lors d'apparition des défauts dans les interrupteurs (T_{r1} , T_{r2} , T_{r3} , T_{r4} , T_{r5} , T_{r6}) avec défaut cassures de quatre barres adjacentes et courtes circuit entre 80 spires simultanément



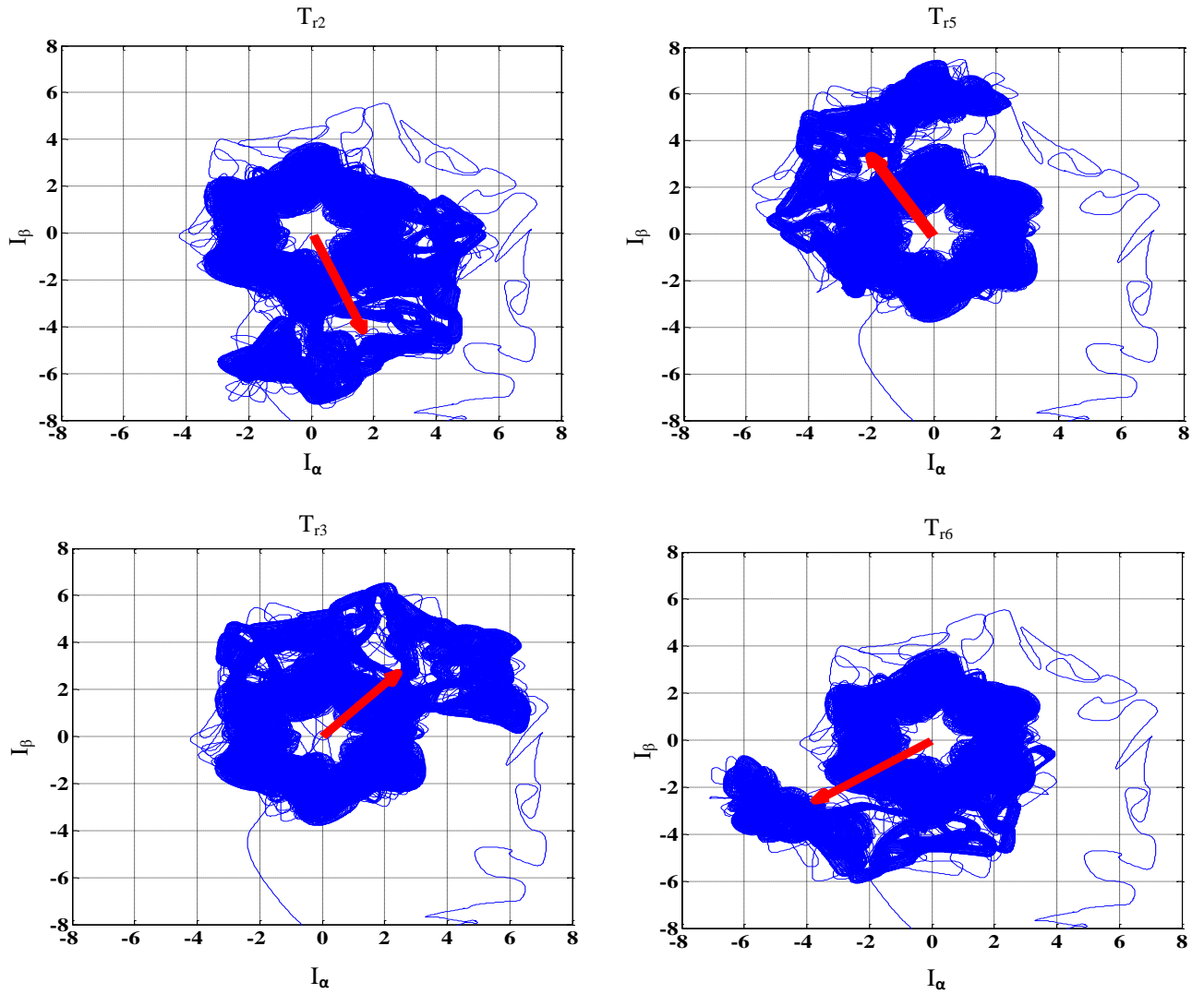
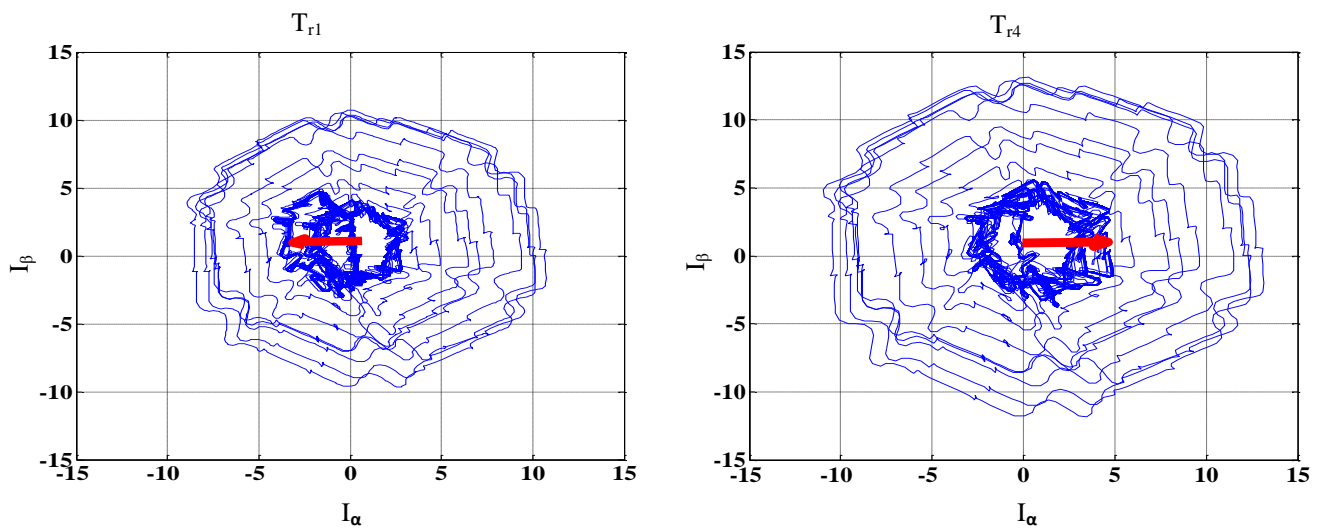


Figure IV.15: Représentation des signatures des courants statoriques dans le vecteur de Park pour les défauts cassures de quatre barres adjacentes avec ouverture de différents interrupteurs



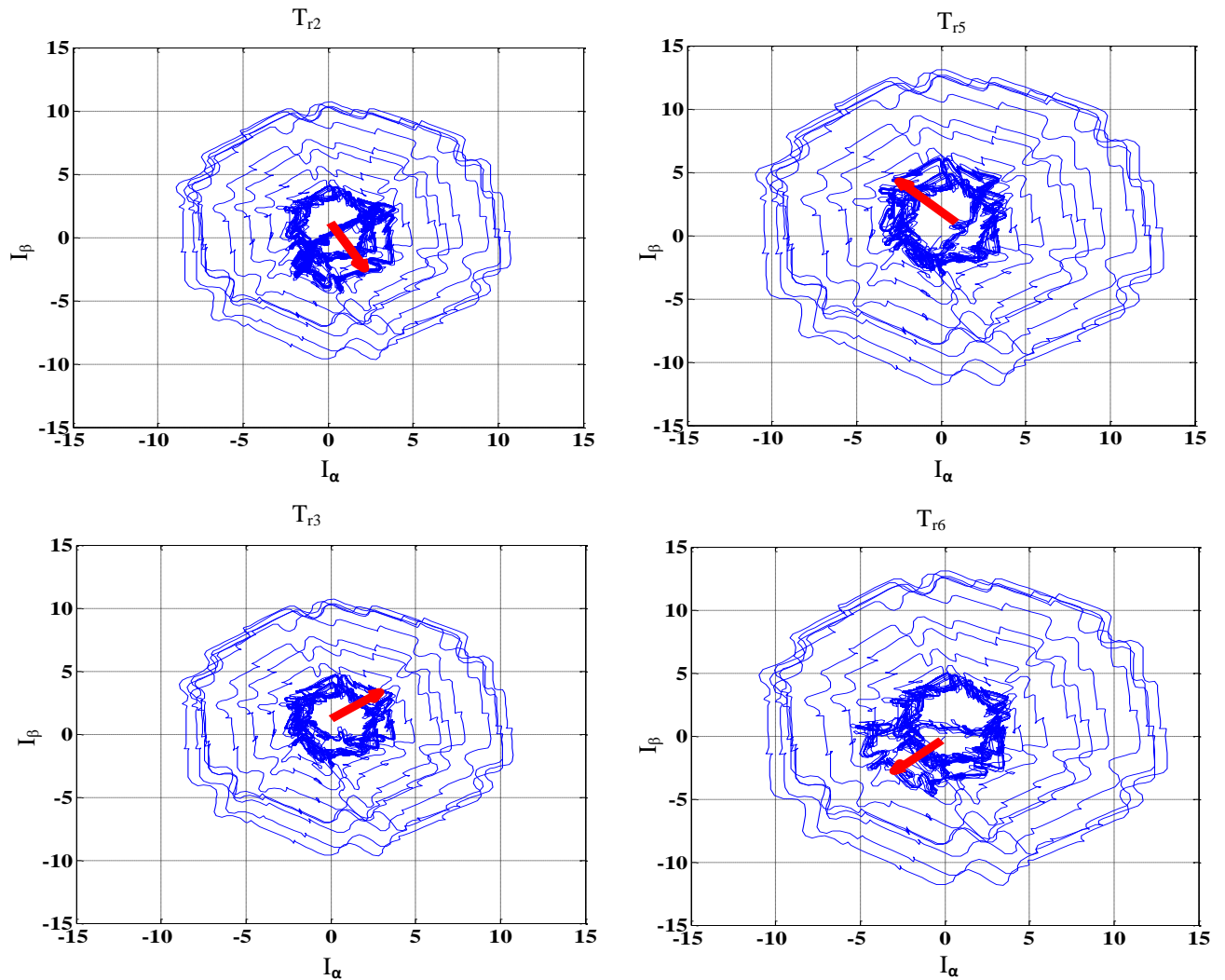


Figure IV.16: Représentation des signatures des courants statoriques dans le vecteur de Park pour les défauts court-circuit entre 80 spires avec ouverture de différents interrupteurs

Les objectifs des différents états de commutation des commutateurs sont étudiés, par l'impact de la présence des défauts, simple ou multiple, sur les performances du convertisseur-machine asynchrone statique. Pour cela, nous utilisons une technique d'analyse de la trajectoire du vecteur de courant (Park contour). Pour la détection et la localisation de défauts dans l'onduleur MLI avec quatre bars cassés et défauts de court-circuit entre 80 spires, reposant sur l'analyse du vecteur des courants statoriques. Pour le diagnostic et la détection des défauts, il faut analyser les courants de stator des phases réelles a , b , c et les déplacer vers l'axe de composantes α et β . Dans le cas de l'ouverture de l'interrupteur T_{r1} , un spectre supplémentaire se trouve à gauche du spectre de l'axe β , lors de l'ouverture de l'intrepteur T_{r4} , on constate que le spectre supplémentaire est déplacé à droite de l'axe β . Les deux spectres supplémentaires de T_{r1} et T_{r4} sont séparés par un angle de comparaison 180^0 . Les positions indiquent et localisent les interrupteurs T_{r1} , T_{r4} en cas de défaillance de matérielle, comme illustré à la figure IV.14 et la figure IV.16.

Lorsqu'un commutateur est endommagé, nous notons que les deux demi-ellipses sur les interrupteurs (T_{r2} , T_{r5}) et (T_{r3} , T_{r6}) sont séparées d'un angle de 180° , comme indiqué sur la figure IV.15 et la figure IV.16. En cas de défaillance de la partie supérieure de l'interrupteur (T_{r1} , T_{r2} , T_{r3}), leurs demi-ellipses correspondantes sont séparées d'un angle de 120° , et en cas de détérioration de l'un des interrupteurs de la position inférieure des interrupteurs (T_{r4} , T_{r5} , T_{r6}). L'angle de séparation entre les demi-ellipses est de 120° . A partir des caractéristiques de l'ellipse, le type de défaut peut être établi, où L'ellipticité augmente avec la gravité du défaut. Par conséquent, nous résumons les phases de défauts survenant dans l'onduleur MLI avec quatre barres cassées et défauts de court-circuit entre 80 spires au diagramme qui identifie l'emplacement de chaque endommagement, comme indiqué à la Figure IV.17.

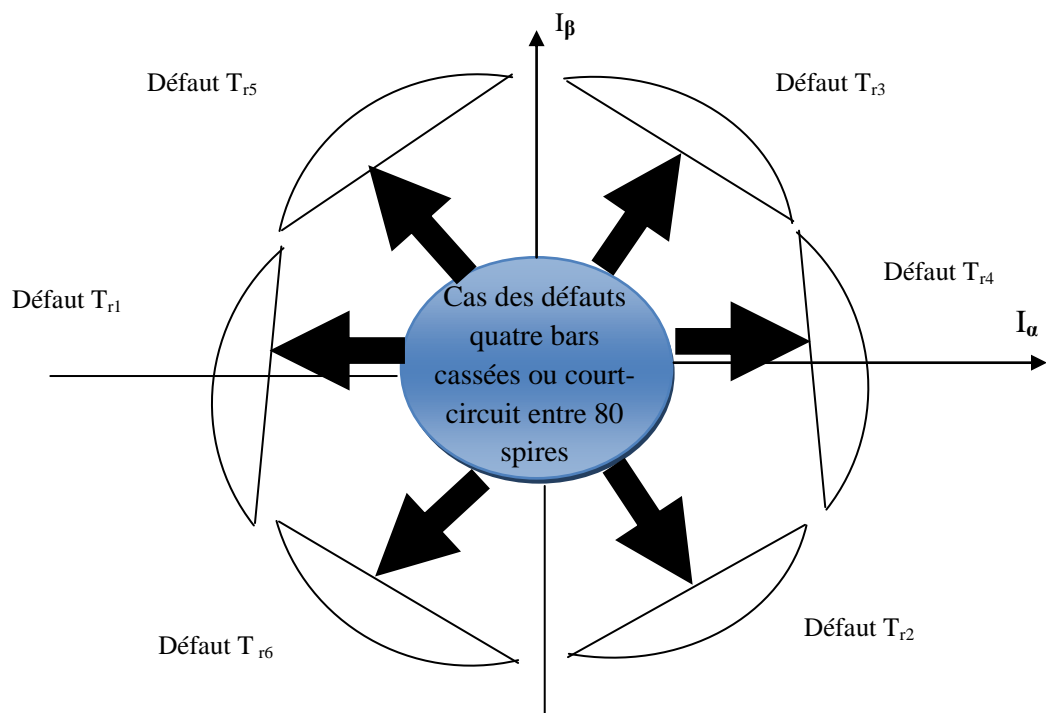


Figure IV.17: Différents cas de sites où des défauts apparaissent sur des interrupteurs

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'influence des défauts dans l'onduleur de tension à MLI alimentant la machine asynchrone en boucle ouverte. Le diagnostic par la technique des traitements de signal permet d'extraire des signatures indicatrices des défauts des semi-conducteurs ouverts T_i ($i=1, 2, \dots, 6$) à savoir : l'analyse spectrale et l'ondelette continue et discrète. L'analyse des contours de Park dans le référentiel (Alpha, Bêta) avec cassures de quatre barres adjacentes et court-circuit entre 80 spires afin d'étudier les performances de l'association convertisseur-machine simultanément. En effet, l'évolution des courants statoriques lors d'utilisation de la technique FFT et l'ondelette et contour de Park s'avèrent la détection et localisation des défauts.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail est le diagnostic des défaillances pour détecter et localiser les défauts qui peuvent manifester dans les machines asynchrones. Par la suite, on a représenté les étapes principales de la procédure de diagnostic qui peuvent être classées comme suit :

1. Extraction des signatures des défauts (type et la cause des défauts);
2. Identification du défaut et l'endroit de son apparition;
3. Evaluation de la gravité des pannes (Après la détection des défauts nous prenons les mesures nécessaires pour les remèdes).

Le travail présenté dans cette thèse expose le diagnostic des défauts de l'association convertisseur machine asynchrone en se basant sur l'application du traitement de signal pour pouvoir suivre le comportement de la machine dans le cas sain et de défaut. Pour mener cette étude, on a mis en évidence des recherches bibliographiques (état de l'art) pour permettre de développer les connaissances, et d'approfondir des idées afin de donner une crédibilité au travail de recherche. En effet, nous avons entamé l'étude des différents défauts pouvant apparaître dans l'ensemble convertisseur-machine asynchrone et introduction aux méthodes de diagnostic efficaces pour la détection et la localisation des pannes. En fait, les méthodes de diagnostic sont classifiées en deux grandes familles : les méthodes internes et externes. Après cela nous avons présenté les différentes approches de la modélisation en présence des défauts statoriques et rotoriques à base de deux modèles : un modèle multi-enroulement pour simuler les cassures des barres adjacentes et un modèle triphasé pour simuler le court-circuit entre 80 et 32 spires. Sur la base des signatures des grandeurs électriques et mécaniques obtenues par les deux modèles étudiés, à savoir: les courants statoriques, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique dans le repère de Park. Par ailleurs, Deux cas d'études ont été effectués, le premier cas lorsque la machine est alimentée directement par le réseau triphasé, et le second cas lorsque la machine est alimentée par un onduleur à MLI. En outre, pour garantir un fonctionnement sans arrêt de la machine on s'est basé sur plusieurs techniques à savoir :

* L'approche de la technique de transformation de Fourier rapide (FFT) par le spectre du courant statorique qui conduit à révéler les raies latéraux selon la relation $(1 \pm 2sk) f_s$ en cas de cassure de barres et relation $k f_s$ en cas de court-circuit entre spires. Cette méthode est très efficace pour le régime stationnaire ou permanent.

* L'utilisation de la technique des ondelettes continues et discrètes pour la détection et le diagnostic des défauts des Machines asynchrones (par exemple cassures des barres et court-circuit entre 80 et 32 spires) au niveau du stator ou rotor par analyse du signal du courant statorique en régime non stationnaire (transitoire). En plus, la localisation de leurs fréquences par la

décomposition du signal. Cette technique expose une analyse des signaux exacts qui permet de construire un outil efficace dans le domaine de traitement du signal.

* Détection des défauts par la technique de vecteur de Park, qui permet de caractériser les défauts par changement de la forme par rapport au cas sain. Cette technique est considérée comme une technique efficace pour la détection précoce des défaillances.

* Application de la méthode de l'espace de parité pour le diagnostic et la détection des défauts de type : cassures des barres dans la machine à induction. Cette dernière se base sur les relations de redondance analytique (RRA) pour générer les résidus par une connaissance préalable du modèle mathématique du système, et qui permet de détecter les défauts à travers ces résidus.

* Détection et localisation des défauts par les techniques de l'intelligence artificielle avancées à savoir :

➤ La logique floue (LF) : Pour cette technique on a utilisé la transformée de Fourier rapide (FFT) pour extraire les informations nécessaires pour l'identification des défauts. En fonction du centre de gravité du système flou, on a eu de meilleurs résultats de diagnostic. Cette technique est largement utilisée dans les systèmes flous et représente un outil simple et efficace pour mettre en place un diagnostic à un stade précoce.

➤ Le Réseau de neurones artificiels : cette technique présente beaucoup d'avantages comme la rapidité de calcul et la capacité d'apprentissage et de généralisation pour la classification des signaux. Dans cette étude sur RMS (valeurs efficaces) afin d'obtenir les valeurs indicatrices pour le traitement et la surveillance du comportement de la machine en présence de défauts. La procédure de diagnostic proposée est passée par plusieurs études paramétriques (sélection du type de réseau, choix des entrées, et choix des sorties ...), les variables indicatrices choisies (courants, tensions et vitesse). Avec l'opération d'acquisition de données, cela vise à établir la base d'apprentissage du réseau. Les résultats obtenus indiquent clairement que les réseaux de neurones proposés ont une grande importance pour l'identification des défauts et sont capables de réduire la gravité de la défaillance.

* En ce qui concerne le diagnostic des défauts de l'onduleur de tension à MLI, nous nous sommes focalisés des défauts de l'interrupteur (T_{r1} , T_{r4}) sur le premier bras en circuit ouvert avec défaut de la machine simultanément. Pour la détection et localisation des défauts, plusieurs techniques ont été utilisées à savoir : analyse spectrale du courant statorique, transformée en ondelettes continue et discrète, l'analyse de la trajectoire du vecteur courant (contour de Park).

Enfin, afin de développer et améliorer les performances de diagnostic nous proposons comme perspectives :

- La réalisation pratique de ce travail comme tests des programmes sur des bancs d'essai;
- La modélisation d'autres types de défauts (portions d'anneaux et l'excentricité (statique, dynamique ou mixte) du rotor;

Liste des publications et communications

Publications Internationale

1. I. Chouidira , D. E. Khodja, S. Chakroune, « Continuous Wavelet Technique for Detection of Broken Bar Faults in Induction Machine», *Traitement du Signal*, Vol. 36, No. 2, 2019, pp. 171-176. <https://doi.org/10.18280/ts.360207>.
2. I. Chouidira, D. E. Khodja, S. Chakroune, « Induction Machine Faults Detection and Localization by Neural Networks Methods», *Revue d'Intelligence Artificielle*, Vol. 33, No. 6, 2019, pp. 427-434. <https://doi.org/10.18280/ria.330604>.
3. I. Chouidira, D. E. Khodja, S. Chakroune, « Fuzzy Logic Based Broken Bar Fault Diagnosis and Behavior Study of Induction Machine», *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, Vol. 53, No. 2, 2020, pp. 233-242 <https://doi.org/10.18280/jesa.530210>.

Publications Nationales

1. I. Chouidira, D. E. Khodja, H. Benguesmia, « Detection and Diagnosis faults in Machine asynchronous based on signal processing », *International Journal of Energetica (IJECA)*, ISSN: 2543-3717, Vol. 4. No. 1. 2019.

Communications Internationals

1. I. Chouidira, D. E. Khodja, H. Benguesmia, « Detection faults Rotor bars of induction machine using multi-winding model based on spectrum analysis », *International Conference on Mechanics and Energy ICME'2018 December 20-22, 2018, Hammamet, Tunisia*.
2. I. Chouidira, D. E. Khodja, « Analyse du courant statorique pour la détection de barres cassées basée sur la transformation de Fourier rapide (FFT) », *The First International Conference on Materials, Environment Mechanical and Industrial Systems ICMEMIS'19 29-30 June 2019, Djelfa, Algeria*.

Bibliographie

-
- [1] **BENZAHOUL Samia**, « Surveillance et Diagnostic de Défauts Dans les Systèmes Electriques », Thèse de Doctorat, Université 20 Aout 1955 Skikda, 2018.
- [2] **KERFALI Samir**, « Contribution à la Surveillance et au Diagnostic des Défauts De la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Université BADJI Mokhtar Annaba, 30 Mai 2016.
- [3] **OUMAAMAR Mohamed El Kamel**, « Surveillance et Diagnostic des Défauts Rotoriques ET Mécaniques de la Machine Asynchrone avec Alimentation Équilibrée ou Déséquilibrée », Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 19 Mars 2012.
- [4] **MEDOUED Ammar**, « Surveillance et Diagnostic des Défauts des Machines Electriques : Applications aux Moteurs Asynchrones », Thèse de Doctorat, Université du 20 Août 1955-Skikda, 08 Mars 2012.
- [5] **HADJAMI Marouane**, « Contribution à la Modélisation des Machines Électriques par le Calcul Analytique », Thèse de Doctorat, Université des Frères Mentouri - Constantine 1, 08 Mars 2018.
- [6] **BENNEDJAI Soumaya**, « Contribution à l'amélioration de la sûreté d'exploitation des moteurs à induction », Thèse de Doctorat, Université BADJI Mokhtar Annaba, 2016.
- [7] **LARIBI Souad**, « Contribution à la Commande et Diagnostic des Défauts Statoriques et Rotoriques de la Machine Asynchrone à Cage d'écureuil », Thèse de Doctorat, Université de des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 27 Avril 2016.
- [8] **BESSAM Bisma**, « Analyse et détection des défauts dans la machine asynchrone à base des techniques intelligentes », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider - Biskra, 02 Juin 2016.
- [9] **HALEM Noura**, « Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue du Diagnostic par la Méthode des Eléments Finis », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider - Biskra, 07 Avril 2015.
- [10] **BABAA Fatima**, « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone: "Application au diagnostic des défauts statoriques" », Thèse de Doctorat, Université Constantine 1, 11 Juin 2014.
- [11] **Schlensook, C., van Riesen, D., Küest, T., Henneberger, G**, « Acoustic simulation of an induction machine with squirrel-cage rotor », *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 25, No. 2, 2006, , pp. 475–486.

-
- [12] **BENDJAIMA Bachir**, « Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte des défauts statoriques et rotoriques », Thèse de Doctorat, Université Mohamed-Boudiaf M'sila, 03 Juillet 2018.
- [13] **Sawalhi, N., Randall, R. B., Endo, H.**, « The enhancement of fault detection and diagnosis in rolling element bearings using minimum entropy deconvolution combined with spectral kurtosis », *Mechanical Systems and Signal Processing*, 21(2007), pp. 2616–2633.
- [14] **Martin Blödt, Pierre Granjon, Bertrand Raison, Gilles Rostaing**, « Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 55 (4), 2008, pp.1813-1822.
- [15] **CHAHMI Abdelghani**, « Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic .Energie électrique », Thèse de Doctorat, Université Université de des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 20 Février 2017.
- [16] **Dikang Peng, Wade A. Smith, Pietro Borghesani, Robert B. Randall, Zhongxiao Peng**, « Comprehensive planet gear diagnostics: Use of transmission error and mesh phasing to distinguish localised fault types and identify faulty gears », *Mechanical Systems and Signal Processing*, 127 (2019), pp. 531–550.
- [17] **BESSOUS Noureddine**, « Contribution au Diagnostic des Défauts dans les Machines Asynchrones : Comparaison entre l'Analyse Vibratoire et l'Analyse du Courant d'Alimentation », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider - Biskra, 28 Septembre 2017.
- [18] **Ting Yang, Haibo Pen, Zhaoxia Wang, Che Sau Chang**, « Feature Knowledge Based Fault Detection of Induction Motors Through the Analysis of Stator Current Data », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 65, No. 3, 2016, pp.549-558.
- [19] **Jafar Milimonfared, Hodayoun Meshgin Kelk, Subhasis Nandi, Artin Der Minassians, and Hamid A. Toliyat**, « A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, 1999, pp.1000-1006.
- [20] **Zhanshe Yang and Chenzai Kong**, « Research on Fault Diagnosis of Broken Rotor Bar in Coal Mining Drive Motors », 2018 3rd International Conference on Information Technology and Industrial Automation (ICITIA 2018)
- [21] **BulentAyhan, Mo-Yuen Chow, Myung-Hyun Song**, « Multiple Signature Processing-Based Fault Detection Schemes for Broken Rotor Bar in Induction Motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, 2005, pp.336 - 343.
-

-
- [22] **Ying Xie, Peng Chen, Fei Li, Haisong Liu**, « Electromagnetic forces signature and vibration characteristic for diagnosis broken bars in squirrel cage induction motors », *Mechanical Systems and Signal Processing*, 123(2019), pp. 554–572.
- [23] **Ola E. Hassan, Motaz Amer, Ahmed K. Abdelsalam, Barry W. Williams**, « Induction motor broken rotor bar fault detection techniques based on fault signature analysis – a review », *IET Electric Power Applications*, Vol.12, No. 7, 2018, pp. 895–907.
- [24] **Ibrahim Choudira, Djalal Eddine Khodja, Salim Chakroune**, « Continuous wavelet technique for detection of broken bar faults in induction machine », *Traitement du Signal*, Vol. 36, No. 2, 2019, pp. 171-176.
- [25] **Gaëtan Didier, Eric Ternisien, Olivier Caspary, Hubert Razik**, « Fault Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motor Using a Global Fault Index », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Vol.42, No. (1), 2006, pp.79-88.
- [26] **ANDRIAN Ceban**, « Méthode Globale de Diagnostic des Machines Electriques », Thèse de Doctorat, Université de Lille de Nord de France, 2 Février 2012.
- [27] **G. Didier**, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 29 Octobre 2004.
- [28] **AMEID Tarek**, « Contrôle et Diagnostic de la Machine à Induction », Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 01 Juillet 2018.
- [29] **KHODJA Djalal Eddine**, «Elaboration d'un Système Intelligent de Surveillance et de Diagnostic Automatique en Temps Réel des Défaillances des Moteurs à Induction », Thèse de Doctorat, Université M'hamed Bougara de Boumerdès, 19 Avril 2007.
- [30] **B. A. T. Iamamura, Y. Le Menach, A. Tounzi, N. Sadowski, E. Guillo**, « Study of Static and Dynamic Eccentricities of a Synchronous Generator Using 3-D FEM », *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 8, 2010, pp.3516-3519.
- [31] **Jawad Faiz, Bashir Mahdi Ebrahimi, Bilal Akin, Hamid A. Toliyat**, « Finite-Element Transient Analysis of Induction Motors Under Mixed Eccentricity Fault », *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 01, 2008, pp.66-74.
- [32] **Mohamed A. Awadallah, Medhat M. Morcos**, « Application of AI Tools in Fault Diagnosis of Electrical Machines and Drives—An Overview », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 02, 2003, pp.245-251.
-

-
- [33] **Jason R. Stack, Ronald G. Harley, Fellow, Thomas G. Habetler, Fellow**, « An Amplitude Modulation Detector for Fault Diagnosis in Rolling Element Bearings », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 51, No. 05, 2004, pp.1097-1102.
- [34] **Yang, Z., Merrild, U. C., Runge, M. T., Pedersen, G. K. M., Børsting, H**, «A Study of Rolling-Element Bearing Fault Diagnosis Using Motor's Vibration and Current Signatures. Elsevier IFAC Publications / IFAC Proceedings series, 2009, pp.354-359.
- [35] **BENSLIMANE Tarak**, « Caractérisation Précise des Défauts d'un Variateur de Vitesse en Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic », Thèse Doctorat, Université M'hamed Bougara de Boumerdès, 15 Juin 2009.
- [36] **Diane-Perle Sadik, Juan Colmenares, Georg Tolstoy, Dimosthenis Pefitisis, Mietek Bakowski, Jacek Rabkowski, Hans-Peter Nee**, « Short-Circuit Protection Circuits for Silicon-Carbide Power Transistors », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 04, 2016, pp.1995–2004.
- [37] **Bin Lu, Sharma, S. K.**, « A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 05, 2009, pp. 1770–1777.
- [38] **Binbin Li, Shaolei Shi, Bo Wang, Gaolin Wang, Member, Wei Wang, Dianguo Xu**, « Fault Diagnosis and Tolerant Control of Single IGBT Open-Circuit Failure in Modular Multilevel Converters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 4, 2016, pp.3165–3176.
- [39] **MAHDAOUI Rafik**, « Contribution à la surveillance dynamique des systèmes de production évolutifs par les systèmes Neuro-Flous Temporelle », Thèse Doctorat, Université Batna, 22 Décembre 2013.
- [40] **SOUFI Youcef**, « Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique », Thèse Doctorat, Université BADJI Mokhtar Annaba, 14 Juin 2012.
- [41] **SAHRAOUI Mohamed**, « Etude Comparative des Méthodes de Diagnostic des Machines Asynchrones », Thèse Doctorat, Université Mohamed Khider - Biskra, 2010.
- [42] **VASEGHI Babak**, « Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires : Modélisation - Réduction du courant de défaut », Thèse Doctorat, Université Nancy, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [43] **TALEB Samir**, « Génération de Symptômes Flous par FFT et SWT Applications à la Détection de Vibrations », Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 14 Février 2007.
-

- [44] **BENBOUZID Mohamed el Hachemi**, « A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 05, 2000, pp. 984-993.
- [45] **Jordi Cusidó, Luis Romeral, Juan A. Ortega, Javier A. Rosero, Antonio García Espinosa**, « Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 2, 2008, pp. 633–643.
- [46] **Caryn M. Riley, Brian K. Lin, Thomas G. Habetler, Randy R. Schoen**, « A Method for Sensorless On-Line Vibration Monitoring of Induction Machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 06, 1998, pp. 1240–1245.
- [47] **William R. Finley, Mark M. Hodowanec, Warren G. Holter**, « An Analytical Approach to Solving Motor Vibration Problems », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 05, 2000, pp. 1467–1480.
- [48] **Konstantinos N. Gyftakis, Dionysios V. Spyropoulos, Joya C. Kappatou, Epaminondas D. Mitronikas**, « A Novel Approach for Broken Bar Fault Diagnosis in Induction Motors Through Torque Monitoring », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 28, No. 02, 2013, pp. 267-277.
- [49] **Peng Chena, Masatoshi Taniguchib, Toshio Toyotab, Zhengja He**, « Fault diagnosis method for machinery in unsteady operating condition by instantaneous power spectrum and genetic programming », *Mechanical Systems and Signal Processing*, 19 (2005), pp. 175–194.
- [50] **Emesto Ani, Alessandro Carta, Francesco Mocci, and Mario Tosi**, « Diagnosis of the State of Power Transformer Windings by On-Line Measurement of Stray Reactance », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 42, No. 02, 1993, pp. 372-378.
- [51] **Jacek Urbanek, Tomasz Barszcz, Radosław Zimroz, Jerome Antoni**, « Application of averaged instantaneous power spectrum for diagnostics of machinery operating under non-stationary operational conditions », *Measurement*, Vol. 45, No. 07, 2012, pp. 1782–1791.
- [52] **Chaitali S. Kalaskar, Vitthal J. Gond**, « Motor Current Signature Analysis to Detect the Fault in Induction Motor », *Journal of Engineering Research and Applications*, Vol. 4, Issue 6 (Version 1), June 2014, pp.58-61.
- [53] **J. Cusido, J. Rosero, E. Aldabas, J.A. Ortega, L. Romeral**, « New Fault Detection Techniques For Induction Motors », *Electrical Power Quality and Utilization, Magazine*, Vol. 11 No. 01, 2006, pp. 39-46.

-
- [54] **S. M. A. Cruz, A. J. Marques Cardoso**, « Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors, by the Extended Park's Vector Approach », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 05, 2001, pp. 1227-1233.
- [55] **Neelam Turk**, « Fault Diagnosis Using Park's Vector Approach », International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 08, No. 01, 2016, pp. 7-11
- [56] **Konstantinos N. Gyftakis, Antonio J. Marques Cardoso, Jose A. Antonino-Daviu**, « Introducing the Filtered Park's and Filtered Extended Park's Vector Approach to Detect Broken Rotor Bars in Induction Motors Independently from the Rotor Slots Number », Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 93, 2017, pp. 30-50
- [57] **DJEDDI Abdelghani**, « Diagnostic des systèmes non linéaires à base d'observateurs », Thèse Doctorat, Université BADJI Mokhtar Annaba, 16 Février 2017.
- [58] **COMBASTEL Christophe**, « Méthodes d'Aide à la Décision pour la Détection et la Localisation de Défauts dans les Entraînements Electriques », Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français.
- [59] **Zhiwei Gao, Carlo Cecati, Fellow, Steven X. Ding**, « A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques- Part I: fault diagnosis With model-based and signal-based approaches », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 06, 2015, pp. 3757-3767.
- [60] **BELHAMDI Saad**, « Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone Contrôlée Par Différentes Techniques De Commande », Thèse Doctorat, Université Mohamed Khider - Biskra, 08 Mai 2014.
- [61] **Ridha Kechida, Arezki Menacer, Abdelhamid Benakcha**, « Fault Detection of Broken Rotor Bars Using Stator Current Spectrum for the Direct Torque Control Induction Motor », World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 4, No. 06, 2010, pp. 989-993.
- [62] **Arezki Menacer, Mohamed-Saïd Naitt-saïd, A/Hamid Benakcha said Drid**, « Stator Current Analysis of Incipient Fault into Asynchronous Motor Rotor Bars using Fourier Fast Transform », Journal of Electrical Engineering, Vol. 55, No. 05, 2004, pp. 122-130.
- [63] **A. F. Khatir, K. E. Hemsas**, « Diagnostic Des Machines Asynchrones : Utilisation Du Modèle Multi enroulements », 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007.
- [64] **Gaëtan Didier**, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 29 Octobre 2004.
-

-
- [65] **M. SAHRAOUI, SE. ZOZOU, A. MENACER, A. ABOUBOU, A. DERGHAL**, « Diagnostic des Défauts dans les Moteurs Asynchrones Triphasés a Cage Partie I : Modèle Dédié à la Simulation des Ruptures de Barres », *Courrier du Savoir – N°05*, Juin 2004, pp. 09-16.
- [66] **Souad Saadi Laribi, Gérard Champenois, Azzedine Bendiabdellah, Samir Meradi**, « Bar faults diagnosis of an indirect vector control squirrel cage induction motor », *International Conference on Electrical Engineering and Software Applications*, 2013.
- [67] **LARIBI Souad, BENDIABDALLAH Azzedine, MIHOUB Youcef, MERADI Samir, BOUKEZATA Boualem**, « Use of Neuro-Fuzzy Technique in Diagnosis of Rotor Faults of Cage Induction Motor », *the 5th International Conference on Electrical Engineering – (ICEE-B)*, 2017.
- [68] **TALHAOUI Hicham**, « Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts », *Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider - Biskra*, 28 Janvier 2016.
- [69] **BEDBOUDI Mohamed**, « Commande et diagnostic des defaults de la machine asynchrone », *Thèse de Doctorat, Université BADJI Mokhtar Annaba*, 2016.
- [70] **Ibrahim Choudira, Djalal Eddine Khodja, Hani Benguesmia**, « Detection and Diagnosis faults in Machine asynchronous based on single processing », *International Journal of Energetica (IJECA)*, Vol. 04, Issue.1, 2019, pp. 11-16.
- [71] **Fernando Briz, Michael W. Degner, Pablo García, David Bragado**, « Broken Rotor Bar Detection in Line-Fed Induction Machines Using Complex Wavelet Analysis of Startup Transients », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, N°03, May/June 2008, pp. 760-768.
- [72] **Anjali Jawadekara, Sudhir Paraskara, Saurabh Jadhava, Gajanan Dholeb**, « Artificial neural network-based induction motor fault classifier using continuous wavelet transform », *Systems Science & Control Engineering: An Open Access Journal*, Vol. 2, N°01, 2014, pp. 684-960.
- [73] **Dong Zhen, Zuolu Wang, Haiyang Li, Hao Zhang, Jie Yang, Fengshou Gu**, « An Improved Cyclic Modulation Spectral Analysis Based on the CWT and Its Application on Broken Rotor Bar Fault Diagnosis for Induction Motors », *Applied Sciences*, Vol. 9, N°18, 2019, pp. 1-15.
- [74] **Neelam Mehala, Ratna Dahiya**, « Rotor Faults Detection in Induction Motor by Wavelet Analysis », *International Journal of Engineering Science and Technology*, Vol. 1, N°3, 2009, pp. 90–99.
-

-
- [75] **Maan M. Shaker**, « EEG Waves Classifier using Wavelet Transform and Fourier Transform », *International Journal of Medical, Health, Biomedical, Bioengineering and Pharmaceutical Engineering*, Vol. 1, N^o.3, 2007, pp. 169–174.
- [76] **Pu Shi, Zheng Chen, Yuriy Vagapov**, « Wavelet Transform based Broken Rotor-bar Fault detection and Diagnosis Performance Evaluations », *International Journal of Computer Applications (0975 – 8887)*, Vol. 69, N^o.14, 2013, pp. 36 – 43.
- [77] **J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, F. Martínez-Giménez, A. Peris**, « Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines », *Appl. Comput. Harmon. Anal.*, Vol. 21, No.01, 2006, pp. 268 – 279.
- [78] **Ahcène Bouzida, Omar Touhami, Rachid Ibtouen, Adel Belouchrani, Maurice Fadel, and A. Rezzoug**, « Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, N^o.9,2011, pp.4385–4395.
- [79] **Chafei, S., Zidani, F., Nait-said, R. Boucherit, M.S.**, « Fault detection and diagnosis on a PWM inverter by differenty techniques », *J. Electrical Systemes*, Vol. 4, N^o. 2, 2008, pp. 1-12.
- [80] **Ahmed Hafaifa, Mouloud Guemana, and Attia Daoudi**, « Vibrations supervision in gas turbine based on parity space approach to increasing efficiency», *Journal of Vibration and Control*, Vol. 21, N^o.8, 2010, pp.1622–1632.
- [81] **COCQUEMPOT Vincent**, « Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes», Thèse de Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, 10/11/2004.
- [82] **Cyrille Christophe**, « Surveillance des systèmes non linéaires application aux machines électriques », Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 16/11/2004.
- [83] **Gregory Goddu, Bo Li, MO-Yuen Chow, James C. Hung**, « Motor bearing fault diagnosis by a fundamental frequency amplitude based fuzzy decision system», *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*,1998, pp.1961-1965. doi:10.1109/iecon.1998.724018
- [84] **Byung-Geun Hyun, Kwanghee Nam**, « Faults Diagnoses of Rotating Machines by Using Neural Nets: GRNN and BPN », *Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics* , 1995, pp.1456-1461. doi:10.1109/iecon.1995.484165
-

-
- [85] **Ibrahim Choudira, Djalal Eddine Khodja, Salim Chakroune**, «Fuzzy Logic Based Broken Bar Fault Diagnosis and Behavior Study of Induction Machine», *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, Vol.53, No. 2, 2020, pp.232 -242.
- [86] **Monia Ben Khader Bouzid, Gérard Champenois, Najiba Mrabet Bellaaj, Laurent Signac, and Khaled Jelassi**, « An Effective Neural Approach for the Automatic Location of Stator Interturn Faults in Induction Motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, N°. 12, 2008, pp.4277-4289.
- [87] **Djalal Eddine KHODJA, Boukhemis CHETATE**, « ANN based double stator asynchronous machine diagnosis taking torque change into account », *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Vol. 55, N°. 12, 2008, pp.1125-1129. doi:10.1109/speedham.2008.4581174.
- [88] **Ibrahim Choudira, Djalal Eddine Khodja, Salim Chakroune**, « Induction Machine Faults Detection and Localization by Neural Networks Methods », *Revue d'Intelligence Artificielle*, Vol. 33, No. 6, 2019, pp. 427-434.
- [89] **Bowen Cui**, « Simulation of Inverter with Switch Open Faults Based on Switching Function », *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics*, 2007, pp. 2774-2778.
- [90] **Ok-Sun Yu, Nam-Ju Park and Dong-Seok Hyun**, « A Novel Fault Detection Scheme for Voltage Fed PWM Inverter », *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 2654-2659.
- [91] **SOUFI Youcef**, «Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique », *Thèse de Doctorat en Sciences*, Université BADJI Mokhtar Annaba, 14 Juin 2012.
- [92] **Jiangan Zhang, Jin Zhao, Dehong Zhou, and Chengguang Huang**, « High-Performance Fault Diagnosis in PWM Voltage-Source Inverters for Vector-Controlled Induction Motor Drives », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, N°. 11, 2014, pp. 6087-6099.
- [93] **Raphael Peugeot, St´ephane Courtine, and Jean-Pierre Rognon**, « Fault Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge-Based Model », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, N°. 06, 1998, pp. 1318-1325.
- [94] **ZEMMIT Abderrahim**, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par les Techniques Intelligentes », *Thèse de Doctorat en 3EME Cycle LMD en Electrotechnique*, Université M'sila, 04 Juillet 2017.
-

- [95] **BAGHLI Lotfi**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 14 Janvier 1999.
- [96] **MOKEDDEM Diab**, «Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques », Thèse de doctorat de l'université FERHAT ABBAS de Sétif, 11 Juillet 2010.
- [97] **Wei WU**, « Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique Application au réglage dynamique des paramètres d'un système », Thèse de doctorat de l'université de Lille 1, 18 Décembre 1998.
- [98] **GUENOUNOU Ouahib**, «Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé », Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 22 Avril 2009.
- [99] **Anjana Pradeep, Jeena Thomas**, « Performance assessment for students using different defuzzification technique », IJIRST–International Journal for Innovative Research in Science & Technology, Vol. 2, No. 6, 2015, pp. 43-53.
- [100] **Kary Främling**, « Modélisation et apprentissage des préférences par réseaux de neurones pour l'aide à la décision multicritère », Sciences de l'environnement, INSA de Lyon, 1996, Français.
- [101] **Mohamed Ryad ZEMOURI**, « Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques: Application à la e-maintenance. Automatique / Robotique », Université de Franche-Comté, INSA de Lyon, 2003, Français.
- [102] **Gilles BUREL**, « Une Nouvelle Approche pour les Réseaux de Neurones: la Représentation Scalaire Distribuée », Traitement du Signa, Vol. 10, No. 1, 1993, pp. 1-26.
- [103] **M. BARDOS, W. H. ZHU**, « Comparaison de l'analyse discriminante linéaire et des réseaux de neurones. Application à la détection de défaillance d'entreprises », Revue de statistique appliquée, Vol. 45, No. 4, 1997, pp. 65-92.
- [104] **G. DREYFUS**, « Les Réseaux de Neurones», Mécanique Industrielle et Matériaux, No. 51, 1998.
- [105] **TOUZET Claude**, « Contribution à l'étude et au développement de modèles connexionnistes séquentiels de l'apprentissage », Thèse de doctorat de l'université de Montpellier 2, 2003, Français.

Annexes

Annexe A : Paramètres utilisés

Paramètres de la MAS utilisée en simulation

$$V=220V$$

$$f=50 \text{ Hz}$$

$$P_n= 1.1 \text{ KW}$$

$$R_s=7.58\Omega$$

$$R_r=6.3 \Omega$$

$$R=0.03575 \text{ m}$$

$$l =0.065 \text{ m}$$

$$e =0.0002 \text{ m}$$

$$N_s=160$$

$$N_r=16$$

$$L_{sf}= 0.0256 \text{ H}$$

$$R_b=150 \cdot 10^{-6}\Omega$$

$$R_e=150 \cdot 10^{-6}\Omega$$

$$k_0=0.000725 \text{ N.ms/rd}$$

$$L_e=10^{-7} \text{ H}$$

$$L_b=10^{-7} \text{ H}$$

$$J = 0.0054 \text{ kg.m}^2$$

$$p =1$$

$$L_s=0.5976 \text{ H}$$

$$L_r=0.1612 \text{ H}$$

$$M_s=0.0265 \text{ H}$$

$$T_s = 0.0752 \Omega$$

$$T_r = 0.145 \Omega$$

$$\sigma = 0.0487$$

Annexe B : Présentation de la logique floue et Réseaux de neurones

La logique floue

1. Introduction

Aujourd'hui, la logique floue (en anglais fuzzy logic) est de grande actualité. Il s'agit d'une nouvelle méthode de traitement pour les problèmes de réglage ou de commande. Le principe de la logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développés par LOTFIA ZADEH au début des années 1960, (automaticien contemporain de kalman de l'université de Californie de Berkeley). A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Le terme «logique floue » a deux aspects [94]:

- Le premier correspond à tous les développements concernant la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Pour le cas de la logique classique (logique de Boole) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification des personnes selon leurs âges pourrait se faire comme illustré dans la figure III.1. Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ». Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé ». En réalité un tel passage ce fait progressivement et individuellement. En outre, lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges ».

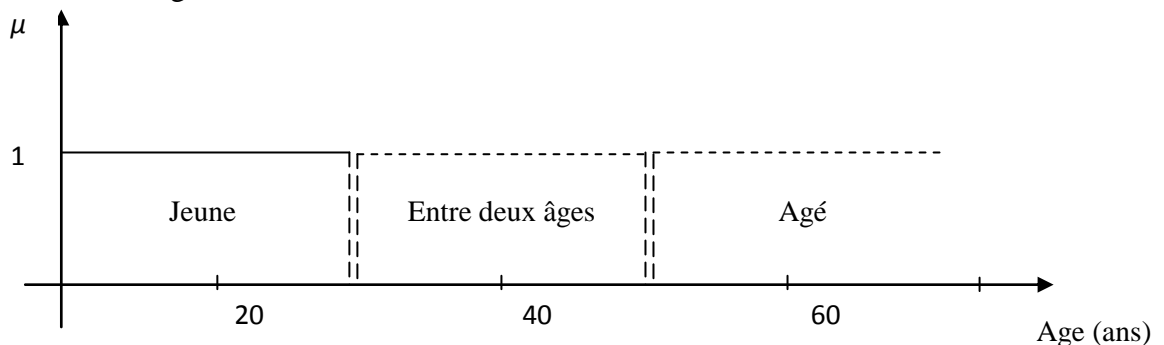


Figure B.1 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédent à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure B.2.

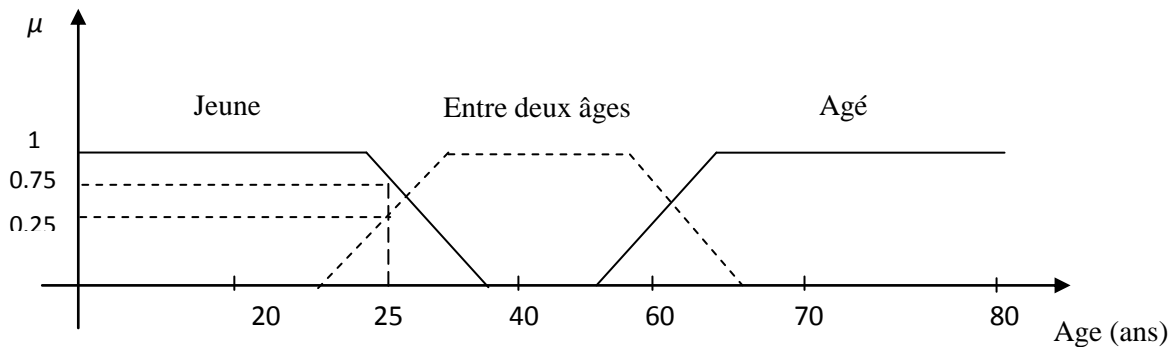


Figure B.2 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

2. Eléments de base de la logique floue

Dans cette partie, on va exposer d'une façon non exhaustive les éléments de base de la logique floue.

2.1 Variables linguistiques

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir : grand, petit, positif, négatif, nul, chaud, froid, etc. Ces différentes classes d'expressions floues dénommées ensembles flous constituent ce qu'on appelle les variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [95].

2.2 Ensembles floue

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs discrètes 0 (l'élément n'appartient pas ...) ou 1 (l'élément appartient à l'ensemble). Par contre l'élément de base de la logique floue est l'ensemble flou ; défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1 et qui joue un rôle fondamental pour le passage du qualitatif au quantitatif. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe [94].

2.3 Fonctions d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles. Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions, on cite les suivantes:

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux. Dans la plupart des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes les plus souvent utilisées est les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire ou gaussiennes [96].

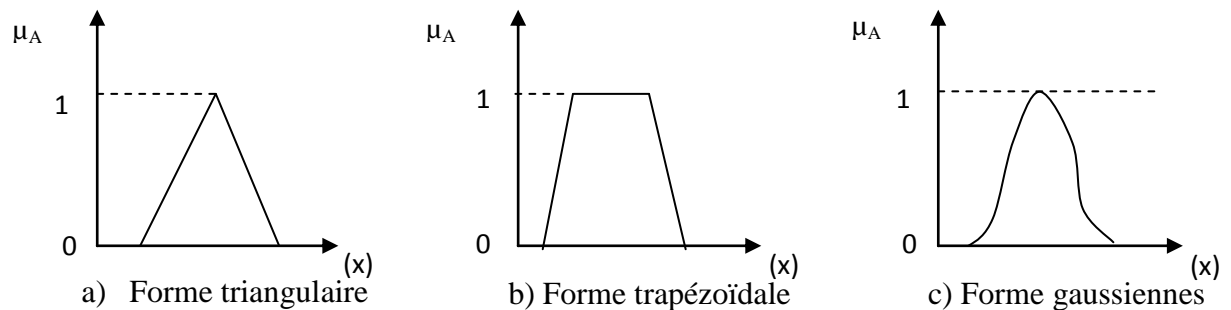


Figure B.3 : Différentes formes des fonctions d'appartenance

2.4 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites, par les opérations « *ET*, *OU*, *NON* et *ALORS* » respectivement. Soient *A* et *B* deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont μ_A et μ_B respectivement, le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations. D'autre part, Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant [97].

Différents appellations	Implication flou
Zadeh	$\text{Max} \{ \min((\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)) \}$
Mamdani	$\text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(y))$
Reichenbach	$1 - (\mu_A(x) + \mu_A(y)) \cdot \mu_B(y)$
Willmott	$\text{Max} \{ 1 - \mu_A(x), \min((\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)) \}$
Diénes	$\text{Max} (1 - \mu_A(x), \mu_B(y))$
Brown goldi	$\mu_A(x) \leq \mu_B(y)$
Lukasiewicz	$\text{Min} (1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y))$
Larsen	$(\mu_A(x), \mu_B(y))$

Tableau B.1 : Implication de floue

4. Constitution d'un système floue

Un système flou est composé de quatre parties essentielles [98]:

- La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles.
- Le système d'inférence.

- L'interface de fuzzification.
- L'interface de déffuzzification.

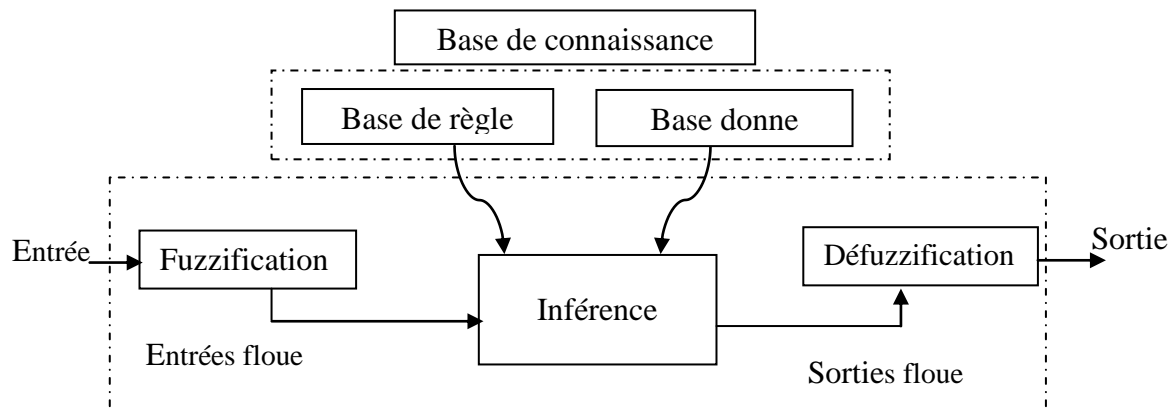


Figure B.4 : Schéma général d'un système flou

4.1 Interface de fuzzification

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes [95]:

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées.
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[-1,1]$ afin de faciliter le calcul.

4.2 Base de règles

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "if- then" ou "si-alors", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directes numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance [96].

4.3 Mécanisme d'inférence floue

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs d'entrée du régulateur exprimées par des termes linguistiques et la variable de sortie sous sa forme linguistique à partir d'une parfaite connaissance du système à régler et d'une expertise concernant le fonctionnement du processus à régler. Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont [98]:

- Max-Produit.
- Somme-produit.

- Max-Min (Implication de Mamdani).

4.4 Interface de Défuzzification

Comme nous avons vu dans la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent un résultat qui est une fonction d'appartenance. La sortie du contrôleur est en général une grandeur continue, prenant sa valeur dans un intervalle. La défuzzification est le traitement qui permet de définir une correspondance entre le résultat de l'inférence et la grandeur continue fournie en sortie. Plusieurs stratégies de Défuzzification ont été développées. Les plus utilisées sont :

a) Méthode du maximum

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).

b) Méthode de la moyenne des maxima

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale.

c) Méthode du centre de gravité

Cette méthode consiste à prendre l'abscisse correspondant au centre de gravité de la fonction d'appartenance. En fait, on l'exprime par la formule suivante:
$$X^* = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x.U(x).dx}{\int_{x_0}^{x_1} U(x).dx}$$

Cette méthode donne des résultats bien meilleurs et est aussi largement utilisée dans les systèmes flous. Néanmoins, elle possède l'inconvénient d'être très coûteuse. En effet, pour appliquer cette méthode de Défuzzification, il faut calculer le centre de gravité de la surface comme illustre par la figure B.5, sous la fonction d'appartenance et de prendre l'abscisse de ce centre de gravité. Pour cela, il faut décomposer la fonction d'appartenance en petits morceaux et intégrer sur chacun des morceaux [99].

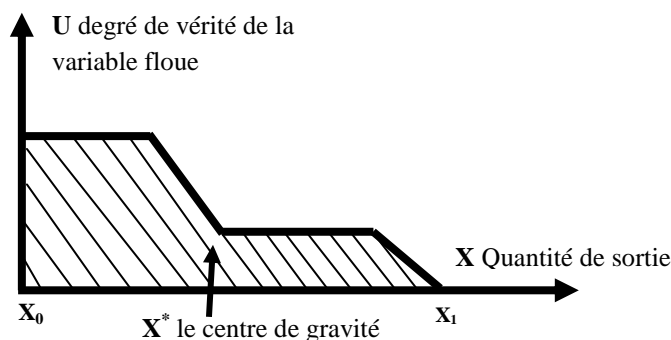


Figure B.5: Défuzzification par centre de gravité

Réseaux de neurones artificiels

1. Introduction

Le terme “réseaux de neurones artificiels” regroupe un certain nombre de modèles dans l’intention d’imiter certaines fonctions du cerveau humain reproduisant quelques-unes de ses structures de base, et Les réseaux de neurones ont été employés dans plusieurs applications diverses telles que la reconnaissance des processus. Pour cette raison, les notations et terminologies utilisées sont parfois, différentes d’un champ de recherche à l’autre. Par ailleurs, les réseaux de neurones sont adaptés comme outil d’aide aux opérations de reconnaissance et de classification, entre autre, celles liées à la résolution des problèmes de diagnostic utilisant la classification automatique des signaux et des formes.

2. Généralités sur les réseaux de neurones

2.1 Neurone biologique

Dans le cerveau humain, le neurone est l’élément de base. Il reçoit des signaux en provenance de neurones voisins, les traite, engendre, conduit et transmet l’influx nerveux à d’autres neurones. La figure B.6 représente les éléments d’un neurone biologique [100].

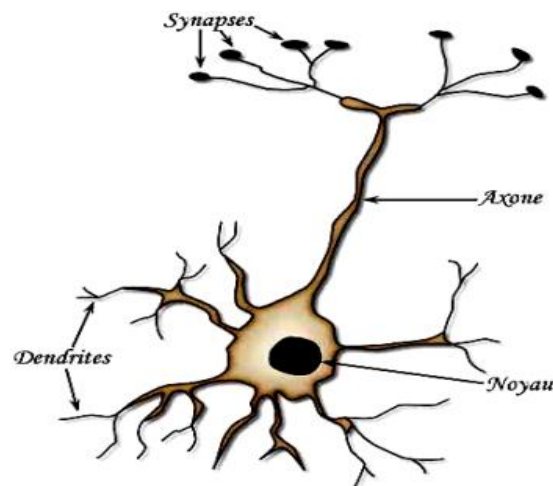


Figure B.6: Le neurone biologique

Le neurone est constitué de :

- * **Les dendrites:** ce sont les récepteurs principaux du neurone pour capter les signaux qui lui parviennent.
- * **Le corps cellulaire:** Il contient le noyau. C'est un sommateur à seuil. Il effectue une sommation des influx nerveux transmis par ses dendrites. Si la somme est supérieure au seuil, le neurone

répond par un influx nerveux ou potentiel d'action qui se propage le long de son axone. Si la somme est inférieure au seuil, il reste inactif.

* **L'axone:** Il sert de moyen de transport pour les signaux émis par le neurone. Il se ramifie à son extrémité, là où il communique avec d'autres neurones.

* **Les synapses:** Ils permettent aux cellules nerveuses de communiquer entre elles. Les synapses se rencontrent surtout entre les axones et les dendrites.

2.2- Réseau formel

Les réseaux de neurones formels sont à l'origine d'une tentative de modélisation mathématique du cerveau humain. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'oeuvre de MM. *Mac Culloch et Pitts*. Ils présentent un modèle assez simple pour les neurones et explorent les possibilités de ce modèle. Le neurone représenté par la figure B.7 se compose d'une cellule possédant plusieurs entrées et une sortie [101-102].

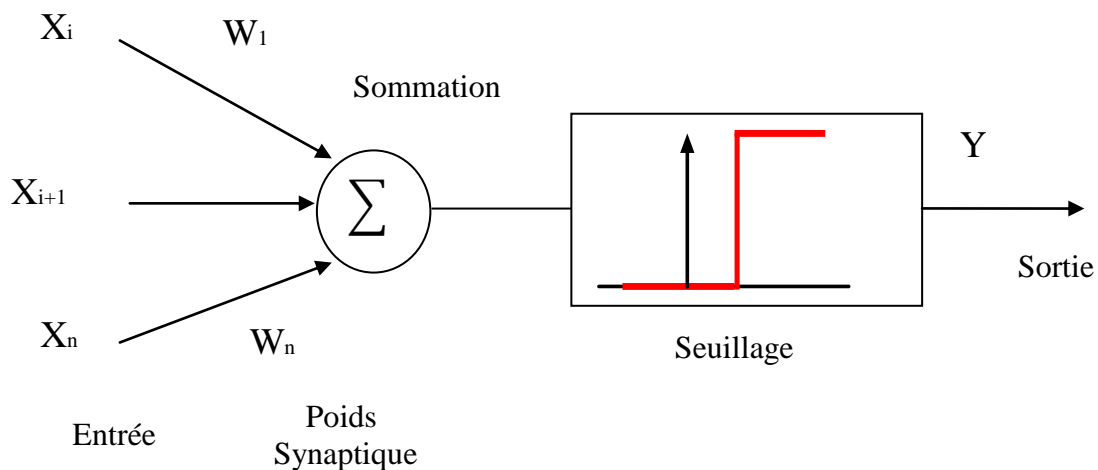


Figure B.7: Schéma d'un neurone formel

Avec :

$$y = f \sum_{i=1}^n (W_i X_i - b) \quad (\text{B-1})$$

y : La sortie du neurone ;

f : La fonction d'activation (ou de transfert) ;

X : Entrée du neurone ;

W : Poids synaptique du neurone ;

b : Biais.

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction de transfert. Les plus courantes sont présentées sur la figure B.8. On remarquera qu'à la différence des neurones

biologiques dont l'état est binaire, la plupart des fonctions de transfert sont continues, offrant une infinité de valeurs possibles comprises dans l'intervalle $[0, +1]$ ou $[-1, +1]$

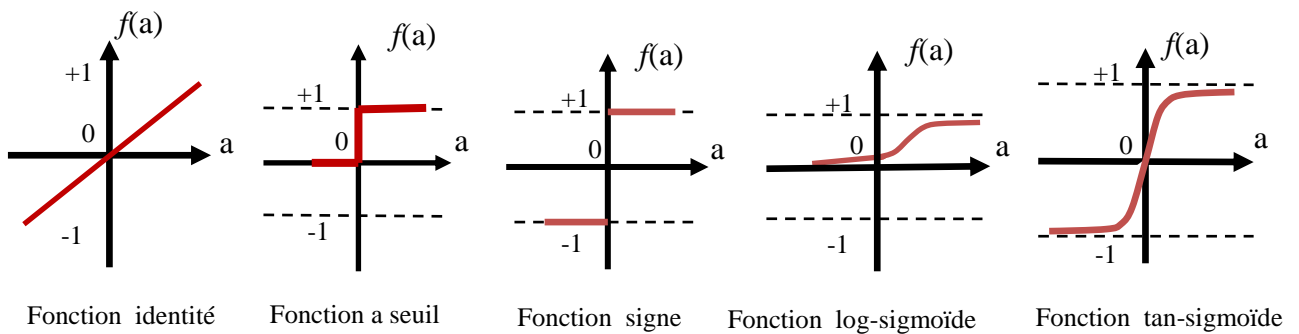


Figure B.8: Différents types de fonctions de transfert pour le neurone artificiel

3 Réseau perceptron multicouches

Le perceptron multicouches est le plus simple et le plus connu des réseaux de neurones. La structure, présentée par la figure B.9, est relativement simple : une couche d'entrée, une couche de sortie et une ou plusieurs couches cachées. Chaque neurone n'est relié qu'aux neurones des couches précédentes, mais à tous les neurones de la couche suivante. La fonction de transfert utilisée est en générale une somme pondérée [103-29].

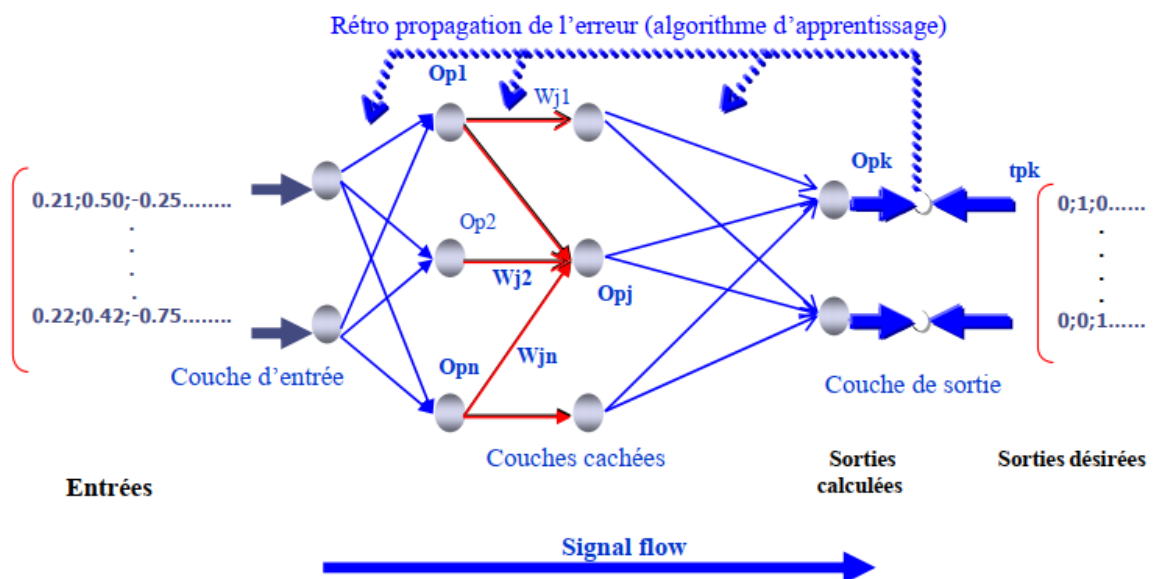


Figure B.9: structure d'un réseau perceptron multicouches

3.1 Neurones d'entrée

La première couche est appelée couche d'entrée. Elle recevra les données source que l'on veut utiliser pour l'analyse. Dans le cas de l'aide au diagnostic industriel, cette couche recevra les indicateurs de surveillance. Sa taille est donc directement déterminée par le nombre de variables d'entrées [104].

3.2 Neurones cachés

La seconde couche est une couche cachée, en ce sens qu'elle n'a qu'une utilité intrinsèque pour le réseau de neurones et n'a pas de contact direct avec l'extérieur. Les fonctions d'activation sont en général non linéaires sur cette couche mais il n'y a pas de règle à respecter. Le choix de sa taille n'est pas implicite et doit être ajustée. Souvent, il sera préférable pour obtenir de bons résultats, d'essayer le plus de tailles possibles.

3.3 Neurones de sortie

La troisième couche est appelée couche de sortie. Elle donne le résultat obtenu après compilation par le réseau de données d'entrée dans la première couche. Dans le cas de l'aide au diagnostic industriel, cette couche donne l'état de la machine. Sa taille est directement déterminée par le nombre de classes (ou modes de fonctionnement)

4. Les mécanismes d'apprentissage

4.1 Définition

Les mécanismes d'apprentissage sont la propriété la plus intéressante des réseaux de neurones. A cet effet, les paramètres internes (poids de connexion) d'un réseau de neurones sont modifiés en utilisant un algorithme d'adaptation appelé algorithme d'apprentissage. Par ailleurs, une autre classification des réseaux de neurones peut être déduite en fonction du type d'apprentissage. En effet on distingue deux grandes familles d'apprentissage : l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé [105].

4.2 Les algorithmes avec apprentissage supervisé

Dans ce type d'apprentissage, l'algorithme détermine les poids synaptiques à partir d'exemples étiquetés de formes auquel un professeur (teacher) a associé des réponses ou des cibles également étiquetées. Il existe plusieurs algorithmes, parmi lesquels on distingue l'algorithme de rétropropagation qui est destiné aux réseaux à couches (réseaux non bouclés).

4.3 Les algorithmes avec apprentissage non supervisé

Dans ce type d'algorithmes, on présente à l'entrée du réseau des exemples connus et le réseau s'organise lui-même autour d'attracteurs qui correspondent à des configurations stables du modèle dynamique non linéaire associé au réseau. L'apprentissage est accompli à l'aide de règles qui changent ou adaptent le poids des coefficients synaptiques en fonction des exemples présentés à l'entrée et dans certains cas en fonction des sorties désirées. L'apprentissage a lieu souvent en temps réel avec des réseaux qui peuvent être éventuellement bouclés, parmi lesquels, on peut citer : le réseau de HOPFIELD, et les cartes topologiques de KOHONEN [104].

4.4 Apprentissage du réseau perceptron multicouches (algorithme de rétropropagation)

Le réseau non bouclé est constitué de couches, telles que les deux couches extrêmes correspondent, d'une part, à la couche qui reçoit ses entrées du milieu extérieur et, d'autre part à la couche qui fournit le résultat du traitement effectué (couche de sortie), les couches intermédiaires sont appelées les couches cachées, leur nombre est variable. Les neurones qui appartiennent à une même couche ne sont pas connectés entre eux, chacune des couches reçoit des signaux de la couche précédente et transmet le résultat de ses traitements à la couche suivante. Le premier réseau utilisé est le perceptron monocouche, son mode d'apprentissage est de type supervisé, par correction d'erreur. Pour une forme appartenant à une classe présentée à l'entrée de la première couche, on doit avoir une sortie fixée (1 ou -1). Pendant la phase d'initialisation les coefficients synaptiques w_{0i} sont initialisés d'une manière aléatoire, puis les fonctions d'association sélectionnées. Pendant la phase d'apprentissage, la base des données des exemples d'entrée et des sorties associées, est utilisée pour adapter progressivement les poids w_{ji} en comparant la sortie o_i à l'état désiré t_j par [101] :

$$\Delta_p w_{ji} = \eta (t_{pj} - o_{pj}) i_{pi} = \delta \eta_{pj} i_{pi} \quad (\text{B-2})$$

où η est une constante d'adaptation.

On répète cette procédure itérative jusqu'à ce que l'erreur résiduelle soit la plus faible possible. Par ailleurs, la limite de la capacité d'un perceptron multicouches, réside dans la lecture des poids synaptiques entre la couche cachée et la couche de sortie. Comme solution, Rumelhart et al ont proposé un algorithme d'apprentissage avec professeur appelé algorithme de rétropropagation pour application sur les réseaux multicouches. En 1970 Werbos a développé cet algorithme, dont la première application a été consacrée à l'estimation d'un modèle dynamique pour prédire la communication sociale. En fait, la rétropropagation est une généralisation de l'algorithme de la moyenne des moindres carrés, car dans cet algorithme une fonction d'erreur est définie comme étant égale la moyenne quadratique carrée de la différence entre la sortie désirée et la sortie actuelle d'un réseau à couches. Pour minimiser cette fonction d'erreur, l'algorithme de rétropropagation utilise la technique de la recherche du gradient, appelée la règle delta généralisée.

Dans ces réseaux à couches, les unités d'entrée représentent la couche inférieure et les unités de sortie représentent la couche supérieure. Entre ces deux couches, il peut y avoir plusieurs neurones ou couches cachées, cependant chaque neurone doit transmettre sa sortie aux neurones de la couche supérieure et ses entrées doivent recevoir des informations des

neurones de la couche inférieure. Pour un vecteur d'entrée donné, on associe un vecteur de sortie t_p . Si les poids synaptiques ont des valeurs aléatoires, le vecteur de sortie o_p est différent de t_p . Dans ce cas on associe à l'écart entre les valeurs de t_p et o_p calculée comme suit [105-101-29]:

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_j (t_{pj} - o_{pj})^2 \quad (\text{B-3})$$

Ensuite on définit la somme des erreurs de sortie de la couche prévue par :

$$s_{pj} = \sum_i w_{ji} o_{pi} + b_j \quad (\text{B-4})$$

En utilisant la fonction sigmoïde, son état sera :

$$o_{pj} = f_j(s_{pj}) \quad (\text{B-5})$$

Pour trouver la généralisation correcte de la règle delta, w_{ji} est mise sous la forme $\Delta_p w_{ji}$ en fonction de $\frac{\partial E_p}{\partial w_{ji}}$ (B-6)

Il est à remarquer la dérivée, précédente se présente comme la résultante d'un produit de deux termes : un terme reflétant la variation de l'erreur (comme une fonction de variation d'entrée du neurone à l'entrée du réseau) et un terme représentant l'effet de la variation d'un poids. De ce qui précède nous tirons la relation :

$$\frac{\partial E_p}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial E_p}{\partial s_{pj}} \frac{\partial s_{pj}}{\partial w_{ji}} \quad (\text{B-7})$$

En remplaçant s_{pj} par son équivalent éq (B-4) on peut écrire :

$$\frac{\partial s_{pj}}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial}{\partial w_{ji}} \sum_k w_{jk} o_{pk} = o_{pk} \quad (\text{B-8})$$

$$\text{Posons : } \delta_{pj} = - \frac{\partial E_p}{\partial s_{pj}} \quad (\text{B-9})$$

L'équation (IV-7) prend ainsi la forme équivalente :

$$- \frac{\partial E_p}{\partial w_{ji}} = \delta_{pj} o_{pi} \quad (\text{B-10})$$

Pour appliquer la diminution du gradient dans E_p , nous devons prendre en considération la variation des poids laquelle est définie par :

$$\Delta_p w_{ji} = \delta \eta_{pj} o_{pj} \quad (\text{B-11})$$

Comme pour la règle delta standard, un résultat intéressant est le calcul simple récursif des coefficients δ qui peuvent être mis en œuvre par la propagation d'un signal d'erreur en aval à travers le réseau. Pour résoudre l'équation (B-9), on peut décomposer la dérivée en deux facteurs:

$$\delta_{pj} = - \frac{\partial E_p}{\partial s_{pj}} = \frac{\partial E_p}{\partial o_{pj}} \frac{\partial o_{pj}}{\partial s_{pj}} \quad (\text{B-12})$$

De (B-9) on constate que :

$$\frac{\partial o_{pj}}{\partial s_{pj}} = f_j'(s_{pj}) \quad (\text{B-13})$$

Pour calculer le premier facteur, deux possibilités existent :

a) la première suppose que le neurone u_j soit une unité d'entrée ou un neurone d'entrée du réseau.

b) En ce qui concerne la seconde possibilité, en partant de la définition de E_p , on peut écrire :

$$\frac{\partial E_p}{\partial o_{pj}} = -(t_{pj} - o_{pj}) \quad (\text{B-14})$$

Par ailleurs, en remplaçant ces facteurs dans (B-12), on trouve pour chaque neurone u_j :

$$\delta_{pj} = (t_{pj} - o_{pj})f_j'(s_{pj}) \quad (\text{B-15})$$

Si u_i n'est pas une unité de sortie, la règle d'ajustement des poids est utilisée pour écrire :

$$\sum_k \frac{\partial E_p \partial s_{pk}}{\partial o_{pj} \partial s_{pk}} = \sum_k \frac{\partial E_p \partial}{\partial o_{pj} \partial s_{pk}} \sum_i w_{ki} o_{pi} = \sum_k \frac{\partial E_p}{\partial s_{pk}} w_{kj} = -\sum_i \delta_{pk} w_{kj} \quad (\text{B-16})$$

Dans ce cas, en substituant les deux facteurs dans l'équation (B-12), on obtient:

$$\delta_{pj} = f_j'(s_{pj}) \sum_i \delta_{pk} w_{kj} \quad (\text{B-17})$$

Toutefois, si u_i n'est pas une unité d'entrée. les équations (B-15) et (IV-17) donnent une procédure récursive pour calculer les coefficients δ pour tous les neurones dans le réseau, lesquels sont donc utilisés pour calculer les variations des poids dans le réseau selon (B-11). Cette procédure constitue la règle delta généralisée d'un réseau non bouclé.

L'algorithme d'apprentissage de rétropropagation est un algorithme de gradient itératif désigné pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie actuelle du réseau en amont et la sortie désirée. On suppose que la fonction sigmoïde est utilisée de la manière suivante:

Etape 1 : initialisation des poids et des seuils :

Attribuer de faibles valeurs aux poids et aux seuils.

Etape 2 : présentation des entrées et des sorties :

Présenter un vecteur d'entrée en valeur continue et spécifier les sorties désirées. Si le réseau est utilisé comme un classifieur, alors toutes les sorties sont mises à zéro sauf celle correspondant à la classe d'entrée dont la sortie désirée est 1. L'entrée pourrait être nouvelle pour chaque essai ou des échantillons d'un apprentissage peuvent être présentés cycliquement jusqu'à la stabilisation des poids.

Etape 3 : calcul des sorties actuelles :

On utilise la fonction sigmoïde non linéaire, la forme du réseau est celle représentée Etape 4 :

Adaptation des poids :

On utilise l'algorithme récursif sur les unités de sortie, on effectue un retour sur la première couche cachée et on ajuste les poids comme suit :

$$w_{kj}(t+1) = w_{ji}(t) + \Delta w_{ji}(t) \quad (\text{B-18})$$

Où:

$$\Delta_p w_{ji} = \delta \eta_{pj} o_{pj} \quad (\text{B-19})$$

Dans cette équation $w_{ji}(t)$ est le poids, η est le terme de gain appelé coefficient d'apprentissage, et δ_{pj} un terme d'erreur pour le neurone j . Si l'indice j correspond à une unité de sortie, alors δ_{pj} peut être calculée par (B-15) :

$$\delta_{pj} = (t_{pj} - o_{pj}) f'_j(s_{pj}) \quad (\text{B-20})$$

Si l'unité j est une unité d'une couche cachée interne, alors δ_{pj} peut être calculée par :

$$\delta_{pj} = f'_j(s_{pj}) \sum_i \delta_{pk} w_{kj} \quad (\text{B-21})$$

Les biais sont adaptées d'une manière similaire, ce sont des poids de connexion sur les entrées auxiliaires des neurones qui ont des valeurs constantes. La convergence est quelquefois rapide quand un terme de moment est ajouté et les variations des poids sont lissées

$$b_{pj}(t+1) = b_{pj}(t) + \eta \sum \delta_{pj} o_{pi} \quad (\text{B-22})$$

Annexe C

1. Transformation (triphase-biphasé) des équations du modèle

2. Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante [12]:

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \quad (C.1)$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \quad (C.2)$$

Où, x représente les variables considérées de la machine qui sont les tensions, les courants ou les flux. La variable x_0 représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché. Où $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

La matrice de transformée de Park

$$[P] = c \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_i & \cos(\theta_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_i + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_i & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$[P]^{-1} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i + 2\pi/3) & -\sin(\theta_i + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

θ_i est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé : ($\theta_i = \theta_s$) pour le stator, ou ($\theta_i = \theta_r$) pour le rotor.

Où « c » est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou 1 pour le non conservation de puissance, soit la valeur ($\sqrt{\frac{2}{3}}$) pour une conservation de puissance.

3. Mise en équation d'état du model biphasé

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul.

4. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux de dans les équations des tensions puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations suivantes [12]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (C.5)$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (C.6)$$

Avec :

$$- \quad k = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \quad \text{et} \quad \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right),$$

- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Facteur de dispersion de Blondel,
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante du temps rotorique.

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel (d,q) , et celui du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (C.7)$$

5. Simulation de défaut rotoriques lors de la rupture d'une barre

Rbfk=11*Rb;

k=1;

L1=0;

L2=L1+(Rbfk*(1-cos((2*k)-1)*(a)));

L3=L1+(Rbfk*(1+cos((2*k)-1)*(a)));

L4=L1+(Rbfk*sin((2*k)-1)*a);

Rrdd=2*Rb*(1-cos(a))+2*(Re/Nr)+(2/Nr)*(1-cos(a))*L2;

Rrdq=(-2/Nr)*(1-cos(a))*L4;

Rrqd=(-2/Nr)*(1-cos(a))*L4;

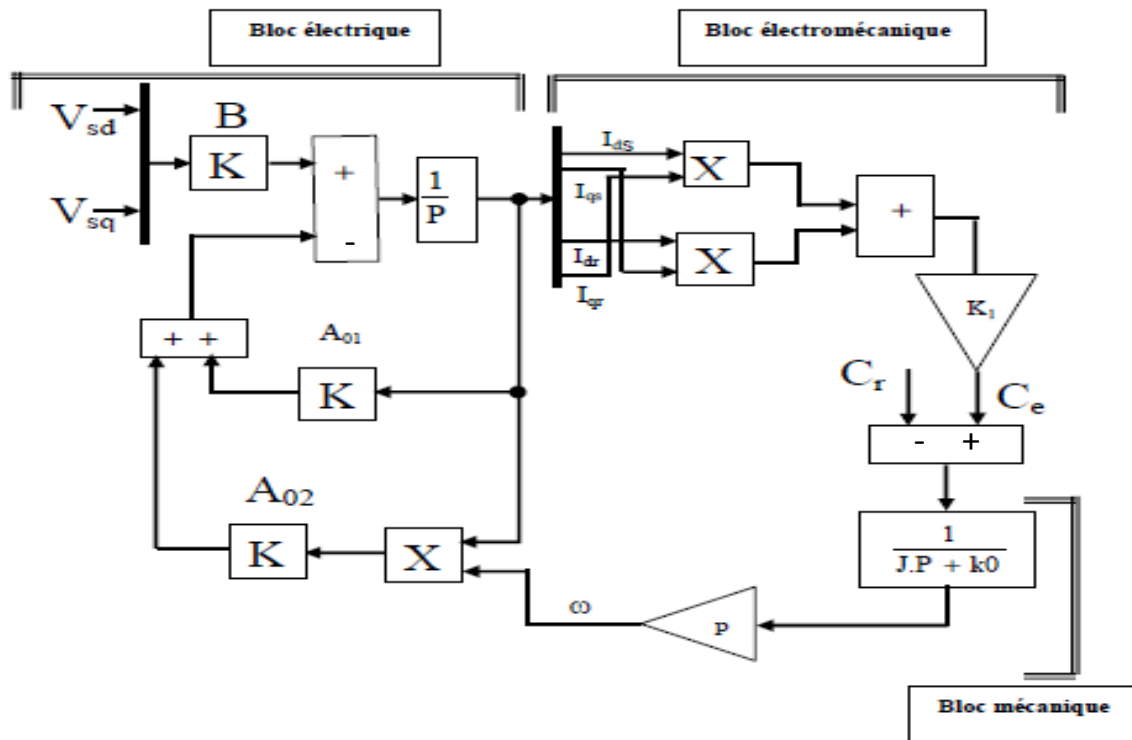
Rrqq=2*Rb*(1-cos(a))+2*(Re/Nr)+(2/Nr)*(1-cos(a))*L3;

A01= [Rs 0 0 0 0 ;
0 Rs 0 0 0 ;
0 0 Rdqr 0 0 ;
0 0 0 Rdqr 0 ;
0 0 0 0 Re];

A02= [0 -Lsc 0 Nr*Msr/2 0 ;
Lsc 0 -Nr*Msr/2 0 0 ;
0 0 0 0 0 ;
0 0 0 0 0 ;
0 0 0 0 0];

A03=[Rs 0 0 0 0 ;
0 Rs 0 0 0 ;
0 0 Rrdd Rrdq 0 ;
0 0 Rrqd Rrqq 0 ;
0 0 0 0 Re];

Le schéma bloc utilisé pour la simulation est présenté comme suit :



Figur.1: Schéma de simulation en SIMULINK de modèle réduit [60]

6. Etude comparative des différentes méthodes pour le diagnostic des défauts

Les méthodes de traitement du signal et d'intelligence artificielles	Avantages	Inconvénients
Transformée de Fourier Rapide (FFT)	<ul style="list-style-type: none"> *Analyse de signal en domaine fréquentiel *Bien adaptée aux signaux stationnaires c'est-à-dire la fréquence ne change pas au cours du temps. *Analyse spectral permet de connaître les différentes fréquences existantes dans un signal. 	<ul style="list-style-type: none"> * En régime non stationnaire l'analyse des signaux ne permet pas d'indiquer l'information temporelle. *l'analyse de Fourier ne permet pas l'étude de signaux dont la fréquence varie dans le temps.
Ondelettes	<ul style="list-style-type: none"> * Les ondelettes permettent une décomposition dans le domaine temps-échelle et temps-fréquence. *compensation de l'inconvénient de Transformée de Fourier qui possède la perte de l'information temporelle. *Capter les variations en temps des propriétés de fréquences et d'amplitude existants dans les signaux. 	<ul style="list-style-type: none"> * les informations qu'elle fournit sont fortement redondantes en ce qui concerne la reconstruction du signale, cette redondance d'autre part, exige une quantité significative de temps et de ressource de calcul. *Transformée en ondelettes discrète a une résolution de fréquence très limitée.

Vecteur de Park	<p>*Analyse des signaux par les coordonnées de repère (α, β).</p> <p>*Détecter et localiser les défaillances par le changement de l'épaisseur de cercle et donne un bon indicateur de l'état du moteur.</p>	<p>*Analyse des signaux par les coordonnées ne permet pas l'étude d'évaluation de comportement de système au cours de temps, ce qui rend l'analyse difficile et moins précise par vecteur de park.</p>
L'espace de parité	<p>*L'espace de parité est une méthode efficace pour l'utilisation dans le domaine de la surveillance et apparaît clairement la variation des différents résidus en fonction du temps.</p> <p>*La détection de défauts est basé sur le calcul des relations de redondance analytique (RRA) pour génération de résidu qui permet le suivi du comportement de système.</p>	<p>*Utilisation des algorithmes plus compliqués et problème d'élimination globale.</p> <p>*Nécessite le calcul des dérivées des signaux mesurés à des ordres parfois élevés.</p> <p>*Le grand nombre des capteurs utilisés ce qui augmente le cout de l'implémentation pratique.</p>
Logique floue	<p>* la logique floue est basé sur la classification par inférence flou, pour augmenter la précision et de réduire les erreurs.</p> <p>*la logique floue est illustré par la capacité d'approximation et capable de séparer et d'identifier les défauts en fonction du temps.</p> <p>* la logique floue donne de bons résultats et elle demande une base de données riche sur les différents comportements de la machine.</p>	<p>*Les choix des variables d'entrée du système (les indicateurs) n'est pas pertinent.</p> <p>*La fuzzification des variables d'entrées, le choix du nombre des fonctions d'appartenance associées aux différents variables d'entrée et de sortie.</p> <p>*La fuzzification et défuzzification. des expériences avec des ingénieurs en informatique pourraient montrer que cette difficulté est surmontable.</p>
Réseaux de neurones	<p>*Excellents, ont prouvé des capacités de reconnaissance de formes peut-être efficacement utilisé pour la classification des défauts.</p> <p>* La rapidité de calcul et la capacité d'apprentissage.</p> <p>*Généralisation pour la classification des signaux.</p> <p>*L'information contenue dans les poids synaptiques est localisée.</p>	<p>* Lors d'utilisation de bruit adaptative, le réseau de neurones ne donne pas quelques informations pour expliquer l'état du système, car il est basé sur l'apprentissage.</p>

ملخص :

يتكون هذا العمل من تطبيق تقنيات الذكاء الصناعي المختلفة ومعالجة الإشارات لتشخيص الخلل الموجود في المحول والماكنة الغير المتزامنة. في الواقع ، سيتم تحديد ودراسة الأنواع المختلفة من الاعطال الآلة المدروسة من أجل تطوير التوقع المختلفة التي تمثل هذه العيوب. يمكن الحصول على هذا الأخير إما عن طريق النمذجة الرياضية أو عن طريق الاختبارات التجريبية. بعد ذلك ، سيتم استخدام عدة تقنيات لاستخراج المعلومات اللازمة لتحديد الأنواع المتعددة لهذه العيوب، وهي كالتالي : تقنية التحليل الطيفي، طريقة الموجات، تقنية مساحة التكافؤ، مسار المتجه الحالي في الإطار المرجعي الثابت، القيم الفعالة ... إلخ. بمجرد دراسة أنواع الأخطاء المختلفة ، ننتقل إلى دراسة تقنيات الذكاء الصناعي المطبقة في نظام التشخيص من أجل الكشف عن أنواع العيوب الموجودة في المحرك التي تمت دراستها، وهي: تقنيات المنطق الغامض وتقنيات الشبكات العصبية. علاوة على ذلك، سيسمح لنا هذا العمل بتطوير نموذج يمكن استخدامه لتشخيص الأخطاء .

الكلمات المفتاحية: تقنيات الذكاء الصناعي، المحول والماكنة الغير المتزامنة، معالجة الإشارات، تشخيص الأعطال.

Résumé:

Ce travail consiste à appliquer différentes techniques d'intelligence artificielle et traitement de signal pour le diagnostic des défaillances de l'association convertisseur-machine asynchrone. En effet, les différents types des défauts de la machine étudiée vont être recensés et étudiés afin d'élaborer les différentes signatures qui représentent ces défauts. Ces derniers peuvent être obtenu soit par modélisation mathématique, soit par des essais expérimentaux. Ensuite, plusieurs techniques seront utilisées pour l'extraction des informations nécessaires pour identifier les différents types de défaut, à savoir : la technique de l'analyse spectrale et la méthode des ondelettes, technique de l'espace de parité, trajectoire du vecteur courant dans le référentiel stationnaire, les valeurs efficaces... etc.,. Une fois que les différents types de défaut sont étudiés, on passera à l'étude des différentes techniques d'intelligence artificielle appliquées dans le système de diagnostic afin de détecter les différents types de défauts étudiés à savoir : les techniques de logique floue et réseaux de neurones artificiels. Par ailleurs, ce travail va nous permettre de développer un modèle utilisable pour le diagnostic des défauts.

Mots clés : Techniques d'intelligence artificielle, convertisseur-machine asynchrone, traitement de signal, diagnostic des défauts.

Abstract:

This work consists to apply several techniques of artificial intelligence and signal processing to diagnose failures of the asynchronous machine-converter association. Indeed, the different machine faults studied will be identified and studied in order to develop the signatures that represent these faults. these latter can be obtained either by mathematical modeling or by experimental tests. Then, several techniques will be used to extract the information necessary to identify the different types of defect, namely: the spectral analysis technique and the wavelets method, parity space technique, trajectory of the current vector in the stationary frame, the effective values... etc ., . Once the different types of faults are studied, we will move to study the different artificial intelligence techniques applied in the diagnostic system in order to detect the different types of faults studied, namely: fuzzy logic techniques and artificial neural network. Moreover, this work will allow us to develop a model usable for fault diagnosis.

Key words :Artificial intelligence techniques, converter-asynchronous machine, signal processing, fault diagnosis.